



Universidad  
Carlos III de Madrid

## **ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**

Departamento de Tecnología Electrónica

**GRUPO DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA (GSEP)**

**TRABAJO FIN DE GRADO**

***“INFLUENCIA DE LAS CARGAS DE POTENCIA CONSTANTES  
EN LA RED DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA ELECTRICA DE  
UN AVIÓN”***

**INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y  
AUTOMÁTICA**

AUTOR:

**CARLOS LUCAS SIMARRO**

TUTOR DEL PROYECTO:

**ANDRÉS BARRADO BAUTISTA**

**OCTUBRE 2014**





## ***AGRADECIMIENTOS***

A mis padres, por su incondicional apoyo y confianza. Sin vosotros nada hubiera sido posible.

A mis hermanos, por ser un ejemplo a seguir en mi vida. Siempre estáis ahí, tanto en los mejores y como en los peores momentos.

A mi sobrina Isabel, por hacerme sonreír cada vez que te veo. Tu alegría se contagia.

A todas aquellas personas con las que he compartido estos años, por todos estos momentos y experiencias. No importa el lugar sino la gente que lo hace.

A mi tutor Andrés, por todo lo que he aprendido este año y por toda la ayuda prestada.

¡¡¡¡Gracias!!!!



## ÍNDICE

<b>1</b>	<b>INTRODUCCIÓN, OBJETIVOS Y ESTADO DE LA TÉCNICA.....</b>	<b>1</b>
1.1	INTRODUCCIÓN.....	1
1.2	OBJETIVOS.....	2
1.3	SISTEMAS DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA ELÉCTRICA (SDPE).....	3
1.3.1	<i>Introducción a los sistemas de distribución de potencia eléctrica (SDPE) en las aeronaves.....</i>	<i>3</i>
1.3.2	<i>Tipos de convertidores en un avión.....</i>	<i>5</i>
<b>2</b>	<b>DESCRIPCIÓN DE LOS SISTEMAS ANALIZADOS.....</b>	<b>9</b>
<b>3</b>	<b>FUNDAMENTOS TEÓRICOS APLICADOS.....</b>	<b>11</b>
3.1	INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS CC/CC.....	11
3.2	MODELADO.....	13
3.3	CONTROL.....	14
3.3.1	<i>Estrategias de control en convertidores.....</i>	<i>14</i>
3.3.1.1	Control en modo tensión.....	15
3.3.1.2	Control en modo corriente promediada.....	16
3.3.2	<i>Reguladores.....</i>	<i>17</i>
3.3.2.1	Regulador PI.....	17
3.3.2.2	Regulador tipo 2.....	18
3.3.2.3	Regulador Tipo 3.....	19
3.3.2.4	Regulador de un polo único. (SP –“Single Pole”).....	20
<b>4</b>	<b>DISEÑO DE UNA CARGA DE POTENCIA CONSTANTE.....</b>	<b>23</b>
4.1	INTRODUCCIÓN.....	23
4.2	CARACTERIZACIÓN DE LAS CARGAS DE POTENCIA CONSTANTE (CPL).....	23
4.2.1	<i>CPLs en redes de corriente alterna.....</i>	<i>24</i>
4.2.2	<i>CPLs en redes de corriente continua.....</i>	<i>26</i>
4.2.2.1	Condiciones de estabilidad en redes de corriente continua.....	26
4.3	ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR REDUCTOR.....	27
4.3.1	<i>Convertidor en régimen estático.....</i>	<i>27</i>
4.3.2	<i>Convertidor reductor en régimen dinámico.....</i>	<i>31</i>
4.3.2.1	Cálculo analítico de la función de transferencia.....	31
4.3.3	<i>Modelado del bloque modulador.....</i>	<i>33</i>
4.4	ESPECIFICACIONES DE DISEÑO.....	34
4.5	DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA.....	35
4.5.1	<i>Cálculo de la bobina.....</i>	<i>35</i>
4.5.2	<i>Cálculo del condensador de salida.....</i>	<i>36</i>
4.5.3	<i>Cálculo del condensador de entrada.....</i>	<i>36</i>

4.5.4	Simulaciones .....	37
4.6	DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL. ....	39
4.6.1	Simulaciones. ....	41
<b>5</b>	<b>DISEÑO DE UN FILTRO DE ENTRADA PARA UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN CONMUTADA.....</b>	<b>43</b>
5.1	INTRODUCCIÓN .....	43
5.2	ESPECIFICACIONES TÉCNICAS.....	43
5.3	VALORES OBTENIDOS PARA EL FILTRO .....	43
5.4	FILTROS L-C .....	44
5.5	FILTRO L-C CON RAMA DE AMORTIGUAMIENTO EN PARALELO. ....	47
5.6	FILTRO L-C CON RAMA DE AMORTIGUAMIENTO EN SERIE.....	50
5.7	FILTROS MULTITAPA. ....	52
<b>6</b>	<b>DISEÑO DEL CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA. ....</b>	<b>55</b>
6.1	INTRODUCCIÓN .....	55
6.2	¿PARA QUÉ SE EMPLEA EL CORRECTOR DEL FACTOR DE POTENCIA? .....	55
6.3	CORRECTOR DEL FACTOR DE POTENCIA (CFP) .....	55
6.4	ANÁLISIS DEL CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA.....	57
6.4.1	CFP en régimen estático.....	57
6.4.2	CFP en régimen dinámico.....	61
6.4.2.1	Características diseño de la etapa de control. ....	61
6.4.2.1.1	Lazo interno o de corriente.....	61
6.4.2.1.2	Lazo externo o de tensión. ....	62
6.4.2.2	Modelado de la etapa de control:.....	63
6.4.2.2.1	Lazo interno o de corriente.....	63
6.4.2.2.2	Lazo externo o de tensión. ....	65
6.4.2.2.2.1	Comparación entre PI y SP.....	67
6.5	ESPECIFICACIONES TÉCNICAS.....	68
6.6	DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA.....	69
6.6.1	Cálculo de la bobina.....	69
6.6.2	Cálculo del condensador de salida.....	70
6.7	DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL.....	70
6.7.1	Lazo interno o de corriente .....	70
6.7.2	Lazo externo o de tensión .....	72
6.8	SIMULACIONES. ....	73
<b>7</b>	<b>ESTUDIO DE LA INFLUENCIA DE LAS CPLS EN LA RED DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA ELÉCTRICA DE UN AVIÓN.</b>	<b>77</b>
7.1	INTRODUCCIÓN .....	77
7.2	CPL CON BLOQUE RECTIFICADOR EN REDES DE CORRIENTE ALTERNA. ....	77



7.3	CONVERTIDOR ELEVADOR CON CONTROL DE CORRIENTE EN LA BOBINA + CPL EN REDES DE CORRIENTE ALTERNA. ....	88
7.4	FILTRO + CORRECTOR DEL FACTOR DE POTENCIA + CPL EN REDES DE CORRIENTE ALTERNA. ....	91
7.4.1	<i>Elección del filtro para el corrector del factor de potencia. ....</i>	92
7.4.2	<i>Filtro + Corrector del factor de potencia + CPL.....</i>	96
7.4.3	<i>Conclusión. ....</i>	101
7.5	CPL EN REDES DE HVDC A 270V.....	102
7.6	CONCLUSIONES. ....	107
8	<b>CONCLUSIONES .....</b>	<b>109</b>
9	<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>113</b>
10	<b>PRESUPUESTO .....</b>	<b>115</b>
11	<b>CRONOGRAMA.....</b>	<b>117</b>





## ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1.1: EVOLUCIÓN DE LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS EMBARCADOS.....	4
FIGURA 1.2: ESQUEMA ELÉCTRICO SIMPLIFICADO DEL AIRBUS-330. ....	5
FIGURA 1.3: RELACIÓN PESO-POTENCIA DE LOS DIFERENTES TIPOS DE CONVERTIDORES EN UN AVIÓN. ....	6
FIGURA 3.1: DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL DE CONVERTIDORES CC/CC .....	11
FIGURA 3.2: TIPOS DE CONVERTIDORES CC/CC.....	12
FIGURA 3.3: DIAGRAMA DE BLOQUES DE CONTROL. ....	12
FIGURA 3.4: RESPUESTA DE UN SISTEMA ANTE UN ESCALÓN UNITARIO. ....	14
FIGURA 3.5: DIAGRAMA DE CONTROL EN MODO TENSIÓN. ....	15
FIGURA 3.6: DIAGRAMA DE CONTROL POR CORRIENTE PROMEDIADA. ....	16
FIGURA 3.7: DIAGRAMA DE BODE DE UN REGULADOR PI .....	18
FIGURA 3.8: REGULADOR PI ANALÓGICO. ....	18
FIGURA 3.9: DIAGRAMA DE BODE DE UN REGULADOR TIPO 2.....	19
FIGURA 3.10: REGULADOR TIPO 2 ANALÓGICO. ....	19
FIGURA 3.11: DIAGRAMA DE BODE DE UN REGULADOR TIPO 3.....	20
FIGURA 3.12: REGULADOR TIPO 3 ANALÓGICO. ....	20
FIGURA 3.13: DIAGRAMA DE BODE DE UN REGULADOR SP .....	21
FIGURA 4.1: CURVA CARACTERÍSTICA DE UNA CPL. ....	23
FIGURA 4.2: ESQUEMA DE UNA CPL CONECTADA A UNA RED DE ALTERNA. ....	25
FIGURA 4.3: TENSIÓN Y CORRIENTE EN UNA CPL. ....	25
FIGURA 4.4: ESQUEMA SIMPLIFICADO DE UNA CPL EN UNA RED HVDC.....	26
FIGURA 4.5 : CONVERTIDOR CC-CC REDUCTOR.....	28
FIGURA 4.6: FORMAS DE ONDA DE LAS CORRIENTES Y TENSIONES EN UN CONVERTIDOR CC/CC REDUCTOR EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO. ....	29
FIGURA 4.7: DIAGRAMA DE BLOQUES DE CONTROL: PLANTA. ....	31
FIGURA 4.8 : CORRIENTE Y TENSIÓN EN EL MOSFET Y EL DIODO. ....	31
FIGURA 4.9: MODELO PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR. ....	32
FIGURA 4.10: MODELO EN PEQUEÑA SEÑAL .....	33
FIGURA 4.11: SEÑALES EN EL MODULADOR. ....	34
FIGURA 4.12: RIZADO DE LA TENSIÓN EN EL CONDENSADOR DE ENTRADA. ....	36
FIGURA 4.13: ESQUEMA DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR FUNCIONANDO EN ESTÁTICA.....	37
FIGURA 4.14: TENSIÓN DE SALIDA .....	38
FIGURA 4.15: TENSIÓN DE ENTRADA .....	38
FIGURA 4.16: DIAGRAMA DE BLOQUES DE CONTROL DEL CONVERTIDOR REDUCTOR. ....	39
FIGURA 4.17: GANANCIA DE LA PLANTA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR Y DE LA FDT EN BUCLE ABIERTO.....	40
FIGURA 4.18: FASE DE LA PLANTA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR Y DE LA FDT EN BUCLE ABIERTO.....	40
FIGURA 4.19: CPL EN PSIM. ....	41

FIGURA 4.20: TENSIÓN DE SALIDA Y CORRIENTE DE SALIDA ANTE UN ESCALÓN DE ENTRADA.....	42
FIGURA 5.1: FILTRO L-C .....	44
FIGURA 5.2: FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE UN FILTRO L-C CON DIFERENTES FACTORES DE AMORTIGUAMIENTO.....	45
FIGURA 5.3 : FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO LC DE LAS ESPECIFICACIONES.....	46
FIGURA 5.4: FILTRO CON RAMA DE AMORTIGUAMIENTO EN PARALELO.....	47
FIGURA 5.5: FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO LC DE LAS ESPECIFICACIONES CON AMORTIGUAMIENTO PARALELO.....	49
FIGURA 5.6: FILTRO L-C CON RAMA DE AMORTIGUAMIENTO EN SERIE.....	50
FIGURA 5.7: FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO LC DE LAS ESPECIFICACIONES CON AMORTIGUAMIENTO SERIE.....	52
FIGURA 5.8: FILTRO DE DOS ETAPAS.....	52
FIGURA 5.9: FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO MULTITAPA DE LAS ESPECIFICACIONES.....	54
FIGURA 6.1: CORRIENTE DE REFERENCIA EN UN CFP.....	56
FIGURA 6.2: CONVERTIDOR CC/CC ELEVADOR.....	57
FIGURA 6.3: FORMAS DE ONDA DE LAS CORRIENTES Y TENSIONES EN UN CONVERTIDOR CC/CC ELEVADOR.....	58
FIGURA 6.4: ESTRUCTURA DE UN CFP. LAZOS DE CONTROL.....	61
FIGURA 6.5: EFECTOS DEL FILTRADO DEL REGULADOR DE TENSIÓN.....	62
FIGURA 6.6: MODELO PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR.....	63
FIGURA 6.7: MODELO PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR: LAZO DE CORRIENTE.....	63
FIGURA 6.8: DIAGRAMA DE BLOQUES DEL LAZO INTERNO.....	64
FIGURA 6.9: GANANCIA EN LAZO CERRADO DEL BUCLE INTERNO A LA FRECUENCIA DE CRUCE DEL BUCLE EXTERNO.....	65
FIGURA 6.10: CONEXIÓN FINAL A LA CELDA RC .....	66
FIGURA 6.11: COMPARACIÓN DE LOS REGULADORES PI Y SP .....	68
FIGURA 6.12: GANANCIA DE LA PLANTA EN CORRIENTE Y FTD EN BUCLE ABIERTO.....	71
FIGURA 6.13: FASE DE LA PLANTA EN CORRIENTE Y FTD EN BUCLE ABIERTO.....	71
FIGURA 6.14: GANANCIA DE LA PLANTA EN TENSIÓN Y FTD EN BUCLE ABIERTO.....	72
FIGURA 6.15: FASE DE LA PLANTA EN TENSIÓN Y FTD EN BUCLE ABIERTO.....	73
FIGURA 6.16: CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA EN PSIM.....	74
FIGURA 6.17: CORRIENTE DE ENTRADA DEL CFP .....	75
FIGURA 6.18: FFT CORRIENTE DE ENTRADA CFP .....	75
FIGURA 6.19: TENSIÓN DE SALIDA DEL CFP ANTE UN ESCALÓN.....	76
FIGURA 6.20: TENSIÓN DE SALIDA DEL CFP ANTE UN ESCALÓN (CONDENSADOR DE LÍNEA INCLUIDO).....	76
FIGURA 7.1: ESQUEMA SIMPLIFICADO DE UNA CPL CON BLOQUE RECTIFICADOR EN UNA RED DE CORRIENTE ALTERNA.....	78
FIGURA 7.2: ESQUEMA DEL GENERADOR.....	78
FIGURA 7.3: DETALLE DEL RIZADO DE LA TENSIÓN EN EL BUS.....	79
FIGURA 7.4: TENSIÓN DE ENTRADA (AZUL) Y CORRIENTE DE ENTRADA (ROJO) .....	80
FIGURA 7.5 : (1) TENSIÓN DE ENTRADA (2) CORRIENTE DE ENTRADA ANTE UN ESCALÓN DE SUBIDA.....	81
FIGURA 7.6: INFLUENCIA DE LA POTENCIA EN LA SOBRECORRIENTE DE ENTRADA PRODUCIDA ANTE UN ESCALÓN DE SUBIDA.....	82
FIGURA 7.7: TIEMPOS ELEGIDOS PARA APLICAR EL ESCALÓN DE TENSIÓN DE ENTRADA.....	83
FIGURA 7.8: TENSIÓN DE ENTRADA Y CORRIENTE DE ENTRADA DEL ENSAYO 4 (ESCALÓN DE SUBIDA DE TENSIÓN).....	84



FIGURA 7.9: TENSIÓN DE ENTRADA Y CORRIENTE DE ENTRADA DEL CASO 8. (ESCALÓN DE SUBIDA DE TENSIÓN) .....	84
FIGURA 7.10: CORRIENTE DE ENTRADA Y TENSIÓN EN EL BUS PARA EL CASO 4 .....	85
FIGURA 7.11: TENSIÓN DE ENTRADA, CORRIENTE DE ENTRADA Y TENSIÓN EN EL BUS PARA UN ESCALÓN DE BAJADA DE TENSIÓN DE ENTRADA. .	86
FIGURA 7.12: CORRIENTE DE ENTRADA, TENSIÓN DE ENTRADA Y TENSIÓN EN EL BUS PARA EL CASO 6 ANTE UN ESCALÓN DE BAJADA. ....	88
FIGURA 7.13: ESQUEMA DE UN CONVERTIDOR ELEVADOR CON CONTROL DE CORRIENTE EN LA BOBINA + CPL EN REDES DE CORRIENTE ALTERNA. .....	89
FIGURA 7.14: REFERENCIA DE CORRIENTE INTRODUCIDA AL BUCLE DE CONTROL DE CORRIENTE DEL CONVERTIDOR ELEVADOR. ....	89
FIGURA 7.15: CORRIENTE DE ENTRADA.....	90
FIGURA 7.16: TENSIONES EN EL BUS Y EN LA SALIDA. ....	91
FIGURA 7.17 FILTRO + CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA + CPL EN UNA RED DE CORRIENTE ALTERNA.....	92
FIGURA 7.18: GANANCIAS DE LOS FILTROS DISEÑADOS EN EL APARTADO 5.....	93
FIGURA 7.19: ADMITANCIA DE SALIDA DEL FILTRO (ROJO) Y ADMITANCIA DE ENTRADA DEL CONVERTIDOR (AZUL). ....	94
FIGURA 7.20: CORRIENTE DE ENTRADA DEL CFP CON EL FILTRO ELEGIDO.....	94
FIGURA 7.21: CONTENIDO ARMÓNICO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA. ....	95
FIGURA 7.22: CORRIENTE DE ENTRADA (CON Y SIN FILTRO) Y TENSIÓN DE ENTRADA.....	95
FIGURA 7.23: FILTRO + CFP + CPL .....	96
FIGURA 7.24: CORRIENTE Y TENSIÓN DE ENTRADA (1 Y 2) Y TENSIÓN DE SALIDA (3) .....	96
FIGURA 7.25: RELACIÓN POTENCIA-CORRIENTE MAX ANTE UN ESCALÓN DE TENSIÓN DE ENTRADA.....	97
FIGURA 7.26: TENSIÓN Y CORRIENTE DE ENTRADA PARA EL CASO 9 .....	99
FIGURA 7.27: TENSIÓN Y CORRIENTE DE ENTRADA PARA EL CASO 5 .....	100
FIGURA 7.28: TENSIÓN Y CORRIENTE DE ENTRADA PARA EL CASO 5 .....	101
FIGURA 7.29: ESQUEMA SIMPLIFICADO DE UNA CPL EN RED DE HVDC. ....	102
FIGURA 7.30: RESULTADOS OBTENIDOS AL APLICAR UN ESCALÓN DE SUBIDA DE TENSIÓN DE ENTRADA A UNA CPL EN UNA RED DE HVDC (TENSIÓN DE ENTRADA, CORRIENTE DE ENTRADA Y TENSIÓN DE SALIDA). ....	103
FIGURA 7.31 : RESULTADOS OBTENIDOS AL APLICAR UN ESCALÓN DE BAJADA DE TENSIÓN DE ENTRADA A UNA CPL EN UNA RED DE HVDC (TENSIÓN DE ENTRADA, CORRIENTE DE ENTRADA Y TENSIÓN DE SALIDA). ....	103
FIGURA 7.32: DETALLE DE LAS OSCILACIONES QUE APARECEN EN LA CORRIENTE DE ENTRADA ANTE UN ESCALÓN DE SUBIDA DE TENSIÓN DE ENTRADA. ....	104
FIGURA 7.33: FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO FORMADO POR LA INDUCTANCIA DE LÍNEA Y LA CAPACITANCIA DE ENTRADA DE LA CPL. .....	104
FIGURA 7.34: ADMITANCIA DE SALIDA DEL FILTRO (AZUL) Y ADMITANCIA DE ENTRADA DE LA CPL (ROJO). ....	105
FIGURA 7.35: FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO CON AMORTIGUAMIENTO EN PARALELO FORMADO POR LA INDUCTANCIA DE LÍNEA Y LA CAPACITANCIA DE ENTRADA DE LA CPL. ....	105
FIGURA 7.36: ESQUEMÁTICO SIMULACIÓN CON FILTRO AMORTIGUADO. ....	106
FIGURA 7.37: RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN ANTE UN ESCALÓN DE SUBIDA (TENSIÓN DE ENTRADA, CORRIENTE DE ENTRADA Y TENSIÓN DE SALIDA). CPL EN RED DE HVDC CON RAMA DE AMORTIGUAMIENTO. ....	106
FIGURA 7.38: RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN ANTE UN ESCALÓN DE BAJADA (TENSIÓN DE ENTRADA, CORRIENTE DE ENTRADA Y TENSIÓN DE SALIDA). CPL EN RED DE HVDC CON RAMA DE AMORTIGUAMIENTO .....	107





## ÍNDICE DE TABLAS

---

TABLA 1.1: RELACIÓN PESO-POTENCIA PARA CONVERTIDORES MAYORES A 5kW. ....	6
TABLA 6.1: CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR ELEVADOR EN UN CFP. ....	56
TABLA 7.1: VARIACIÓN DEL PICO DE CORRIENTE EN FUNCIÓN DE LA POTENCIA DE LA CARGA ANTE UN ESCALÓN DE SUBIDA. ....	81
TABLA 7.2: VARIACIÓN DE LA SOBRECORRIENTE EN FUNCIÓN DEL INSTANTE DEL ESCALÓN DE SUBIDA DE TENSIÓN DE ENTRADA. ....	83
TABLA 7.3: VARIACIÓN DE LA SOBRECORRIENTE Y EL TIEMPO EN OFF ANTE UN ESCALÓN DE BAJADA DEPENDIENDO DE LA POTENCIA. ....	87
TABLA 7.4: VARIACIÓN DEL PICO DE CORRIENTE EN FUNCIÓN DEL INSTANTE DEL SALTO DE BAJADA DE TENSIÓN. ....	87
TABLA 7.5: VARIACIÓN DE LA CORRIENTE DE ENTRADA Y DEL TIEMPO DE ESTABLECIMIENTO DE ESTA SEGÚN LA POTENCIA DE LA CARGA ANTE UN ESCALÓN DE LA TENSIÓN DE ENTRADA. ....	97
TABLA 7.6: RESULTADOS DEL ESTUDIO ANTE UN ESCALÓN DE SUBIDA. ....	98
TABLA 7.7: RESULTADOS DEL ESTUDIO ANTE UN ESCALÓN DE BAJADA ....	100
TABLA 10.1: PRESUPUESTO. ....	115





## *LISTA DE ACRÓNIMOS*

---

CA: CORRIENTE ALTERNA

CC: CORRIENTE CONTÍNUA

CFP: CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

CMC: CONTROL EN MODO CORRIENTE

CPL: CARGA DE POTENCIA CONSTANTE

DAT: DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL

EMI: INTERFERENCIAS ELECTROMAGNÉTICAS

FDT: FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

FFT: TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER

HVDC: CORRIENTE CONTINUA DE ALTA TENSIÓN

MCC: MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO

MEA: AVION MÁS ELÉCTRICO

MOSFET: METAL-OXIDE-SEMICONDUCTOR FIELD-EFFECT TRANSISTOR

PWM : MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO

SDPE: SISTEMA DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA ELÉCTRICA





# 1 Introducción, objetivos y estado de la técnica.

---

## 1.1 Introducción

En la actualidad, la ingeniería hace frente a grandes cambios en el consumo y el transporte de la energía. Estos cambios son debidos, principalmente, al incremento del gran número de cargas eléctricas y electrónicas en los sistemas de distribución de potencia. Los avances logrados en los últimos años en el campo de la electrónica de potencia permiten la utilización de subsistemas basados en la electrónica de potencia como alternativa a subsistemas mecánicos, hidráulicos y neumáticos. Este cambio es debido a que con estos sistemas se logran mejoras sustanciales tales como mayor robustez, menor peso, bajo coste y menor impacto medioambiental. Cabe también destacar el gran crecimiento que ha tenido el sector de las energías alternativas, y el uso indispensable de la electrónica de potencia en este sector.

En consecuencia, los sistemas de distribución de potencia eléctrica cada vez incorporan más convertidores electrónicos de potencia. Estos a su vez son cada vez más complejos, siendo capaces de suministrar potencia a distintas cargas, con distintos niveles de tensión y diferentes requerimientos dinámicos. Tal incremento de convertidores y de su complejidad supone un incremento en la complejidad del comportamiento de estos sistemas. Interacciones dinámicas entre convertidores regulados, problemas de diseño y ajustes a las restricciones de las normativas son problemas a los que la ingeniería hace frente. El modelado y la simulación son potentes herramientas para asegurar que el sistema ofrezca buenas prestaciones ante todas las condiciones de funcionamiento [1].

Dentro de los transportes, el transporte aéreo ha experimentado un gran crecimiento en los últimos años. Debido a las nuevas funcionalidades integradas en los aviones y los continuos avances tecnológicos, los sistemas embarcados son cada vez más complejos y sofisticados.

Los nuevos diseños de aviones tienden hacia un notable incremento en el consumo de potencia eléctrica. Esto es debido a que existen un incesante número de equipos que consumen potencia eléctrica dentro de los diferentes sistemas: comunicaciones, aviónica, etc., como pueden ser: radios, radares, cámaras o computadores [2].

Para hacer frente a este incremento de la demanda de potencia eléctrica sin aumentar el peso del avión se empiezan a utilizar nuevas arquitecturas y nuevos niveles de tensión en los sistemas de potencia eléctrica embarcados. Debido a estos avances se crea el concepto de “avión más

eléctrico” (MEA- “More Electric Aircraft”) [1] el cual presenta una serie de mejoras, respecto de los aviones convencionales que se presentan a continuación:

- Una reducción en el peso relativo de los equipos y componentes.
- Simplificación en el mantenimiento de la aeronave.
- Reducción en el consumo de combustible.
- Una mayor tolerancia a los fallos del sistema de distribución eléctrico.
- Un mejor control y monitorización del sistema de distribución eléctrico.
- Disminución de los equipos de soporte en tierra.
- Reducción de los niveles de ruido.
- Sin olvidarnos del menor impacto medioambiental, consecuencia directa de los puntos anteriores.

Por otro lado, en estas arquitecturas los nuevos niveles de tensión deben convivir con los niveles de tensión convencionales, consecuencia de multitud de equipos instalados en los aviones ya existentes. Por este motivo se plantean arquitecturas en las que se necesitan varios niveles de tensión, para lo cual es necesario el uso de equipos de conversión. Todo esto aumenta la complejidad de los sistemas de distribución eléctrica. Así se puede decir que en los nuevos sistemas de distribución de potencia eléctrica los equipos basados en electrónica de potencia juegan un papel fundamental.

## 1.2 Objetivos

Este proyecto tiene como objetivo final el estudio de la influencia de las cargas de potencia constante (CPL- “Constant Power Load”) en las redes eléctricas de los aviones convencionales y en redes de corriente continua de alta tensión (HVDC – “High-Voltage, Direct Current”). Para conseguir este objetivo el proyecto desarrolla los siguientes apartados:

- Introducción de los sistemas de distribución de potencia en aviones convencionales.
- Introducción a los convertidores electrónicos. Estudio estático y dinámico del convertidor reductor.

- Estudio y caracterización de una CPL.
- Diseño y simulación mediante los software Psim y SmartCtrl de una carga de potencia constante (CPL).
- Estudio de las distintas características que ofrecen los filtros pasivos en sus diferentes configuraciones.
- Estudio estático y dinámico del corrector de factor de potencia basado en un convertidor elevador.
- Diseño mediante Psim y SmartCtrl de un corrector de factor de potencia.
- Elección del filtro más adecuado para un corrector de factor de potencia.
- Estudio de la influencia de las cargas de potencia constante en redes de aviones convencionales y en redes de HVDC ante perturbaciones en la tensión de entrada, mediante simulación en Psim.

### **1.3 Sistemas de distribución de potencia eléctrica (SDPE).**

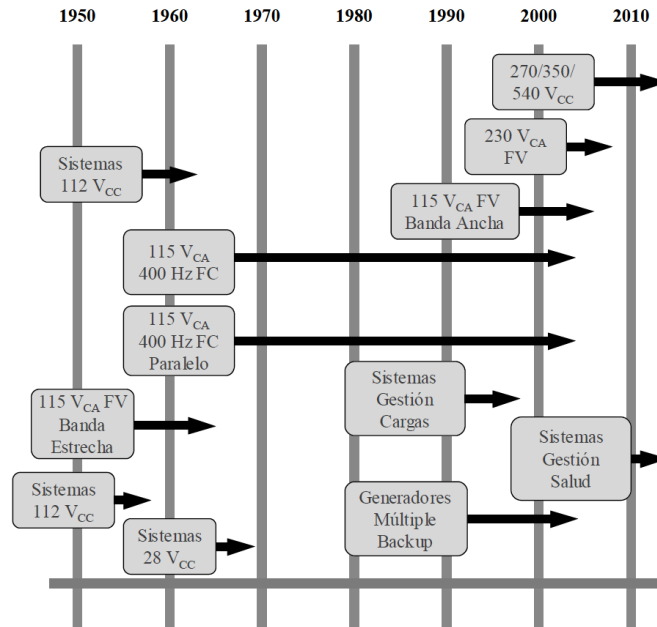
#### **1.3.1 Introducción a los sistemas de distribución de potencia eléctrica (SDPE) en las aeronaves.**

Hoy en día los sistemas embarcados en un avión cada vez son más complejos y sofisticados, debido a sus nuevas funcionalidades y avances tecnológicos. El caso del sistema eléctrico es un claro ejemplo de la evolución. En los inicios de la aviación, la electricidad únicamente se usaba para encender la mezcla de combustible mediante un generador eléctrico especial llamado “magneto”. Poco tiempo después se hizo necesario un equipo de radio a bordo, el cual fue alimentado mediante una batería de acumuladores. Tras la incorporación de la radio se consideraron las ventajas de disponer de una fuente de alimentación eléctrica de mayor autonomía y más versátil que la batería. Así pues se fueron introduciendo generadores movidos por aire, y más tarde por motivos de fiabilidad se introdujeron dinamos.

Los sistemas eléctricos de las primeras aeronaves estaban diseñados para sistemas de corriente continua de 12Vcc que posteriormente evolucionaron hasta los 24Vcc mediante la conexión de baterías en serie, para llegar finalmente hasta los 28Vcc. Esta última tensión es hoy en día estándar en gran parte de los aviones.

Con el incremento del consumo de energía eléctrica en los aviones aumentaron también las ventajas del uso de corriente alterna en vez de SDPE en corriente continua. Los primeros estándares de tensión en alterna fueron de 115 Vca, ampliamente extendido en la actualidad, primero a frecuencia constante (FC) y después a frecuencia variable (FV).

El requerimiento de potencia eléctrica embarcada no cesa, y requiere alternativas a los sistemas convencionales usados en los últimos años. Como consecuencia han aparecido sistemas embarcados que presentan tensiones de 230Vca y  $\pm 270$  Vcc en aplicaciones civiles o 270Vcc en aplicaciones militares. (Ver Figura 1.1).



**Figura 1.1: Evolución de los sistemas eléctricos embarcados.**

Los sistemas eléctricos de los aviones generalmente están divididos en los siguientes subsistemas: generación, distribución primaria, conversión, baterías, distribución secundaria y el área de control. (Ver Figura 1.2) [2]

El sistema de **generación eléctrica** es el encargado de generar la potencia eléctrica que requieren los diferentes sistemas integrados dentro del avión, en condiciones normales o de emergencia. Además, debe de mantener los niveles, dentro de unos márgenes adecuados, en los valores definidos en las normativas y estándares.

El bloque de **distribución primaria** se encarga de la unión física entre el bloque de generación y el resto del sistema eléctrico incluyendo algunas cargas eléctricas. Incluye la red encargada de la distribución, los elementos de conmutación de las cargas y las protecciones a nivel primario.

En los sistemas eléctricos de las aeronaves se emplean multitud de equipos, algunos de los cuales pueden necesitar alimentaciones diferentes de las tensiones nominales proporcionadas por los generadores principales. Para cubrir estas necesidades se dispone de una serie de equipos de **conversión** de energía, encargados de proporcionar los niveles de tensión, requeridos por los equipos consumidores de potencia eléctrica instalados en el avión, a partir de los niveles tensión presentes en el sistema de distribución primaria.

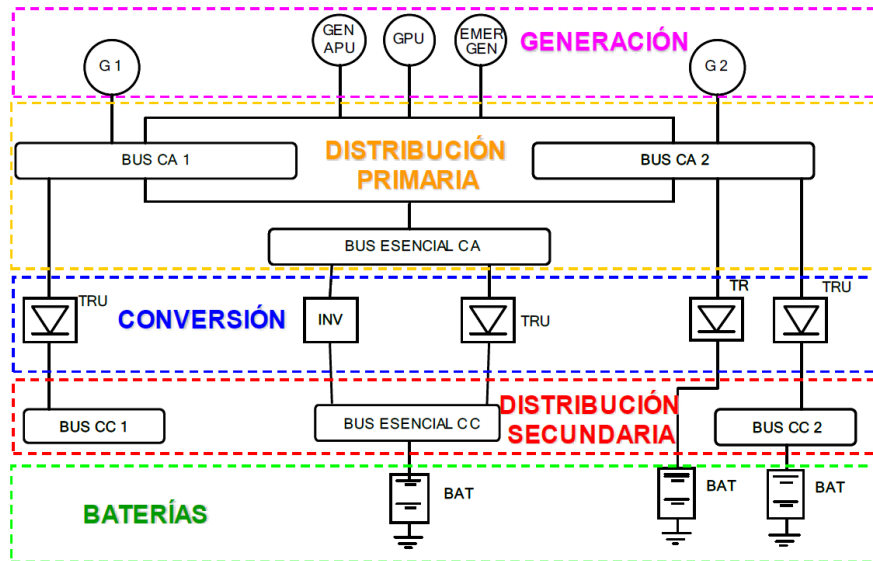


Figura 1.2: Esquema eléctrico simplificado del Airbus-330.

Aunque inicialmente las **baterías** fueron el primer elemento introducido en los sistemas eléctricos de los aviones, actualmente su uso está ligado a motivos de seguridad. De este modo, el sistema dispone de baterías que permiten almacenar energía para asegurar el suministro continuo, tanto en caso de funcionamiento normal del sistema, como en situaciones de emergencia donde han fallado las fuentes de generación principales.

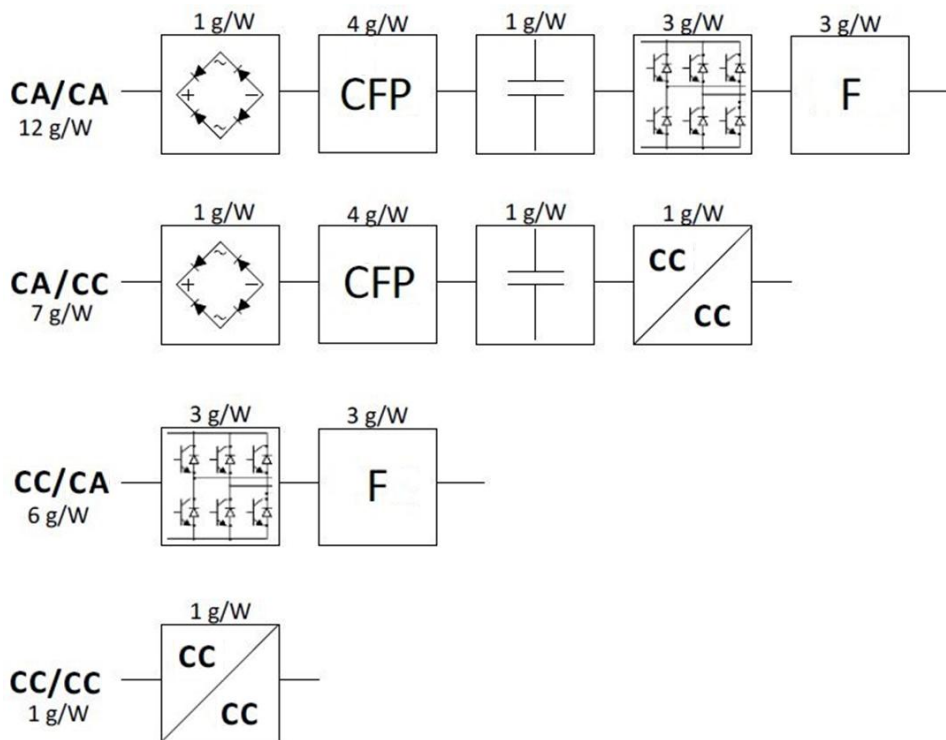
Finalmente, se debe considerar la parte del sistema que realiza las funciones de control. Todos los sistemas descritos anteriormente requieren de algún tipo de control individual o general que asegure el correcto, eficaz y eficiente funcionamiento del sistema. En los aviones convencionales, la función de **control y monitorización** del funcionamiento del sistema eléctrico se efectúa principalmente por medio de interruptores, indicadores luminosos y relés.

### 1.3.2 Tipos de convertidores en un avión.

El tipo de convertidores que necesita un avión depende de su sistema de generación. Así, los convertidores que se alimentan de corriente alterna necesitan de filtros y/o Correctores de Factor de Potencia (CFP) para reducir los armónicos que son producidos por el rectificador o el inversor que se coloca aguas abajo.

Para reducir estos armónicos se pueden usar correctores de factor de potencia activos formados (los más sencillos) por un convertidor elevador tras el puente rectificador.

La Figura 1.3 muestra los diagramas de bloques de los cuatro posibles tipos de sistemas de conversión presentes en un avión, relacionando la potencia de los convertidores que lo forman con su peso para una potencia menor a 5kW.



**Figura 1.3: Relación peso-potencia de los diferentes tipos de convertidores en un avión.**

La Tabla 1.1 muestra la relación Peso-Potencia para arquitecturas con convertidores con un consumo mayor a 5kW.

Tipo de convertidor	Relación Peso-Potencia
CA/CA	1,43 kg/kW
CA/CC	0,51 kg/kW
CC/CA	0,95 kg/kW
CC/CC	0,17 kg/kW

**Tabla 1.1: Relación Peso-Potencia para convertidores mayores a 5kW.**

De la Figura 1.3 y la Tabla 1.1 se puede obtener que en arquitecturas con tensiones HVDC +/-270V se consiguen mejoras en cuanto al peso del avión. Se produce reducción una del peso tanto por la



reducción en la sección del cable (ya que se trabaja a mayores tensiones) como una reducción del peso de los convertidores electrónicos usados.



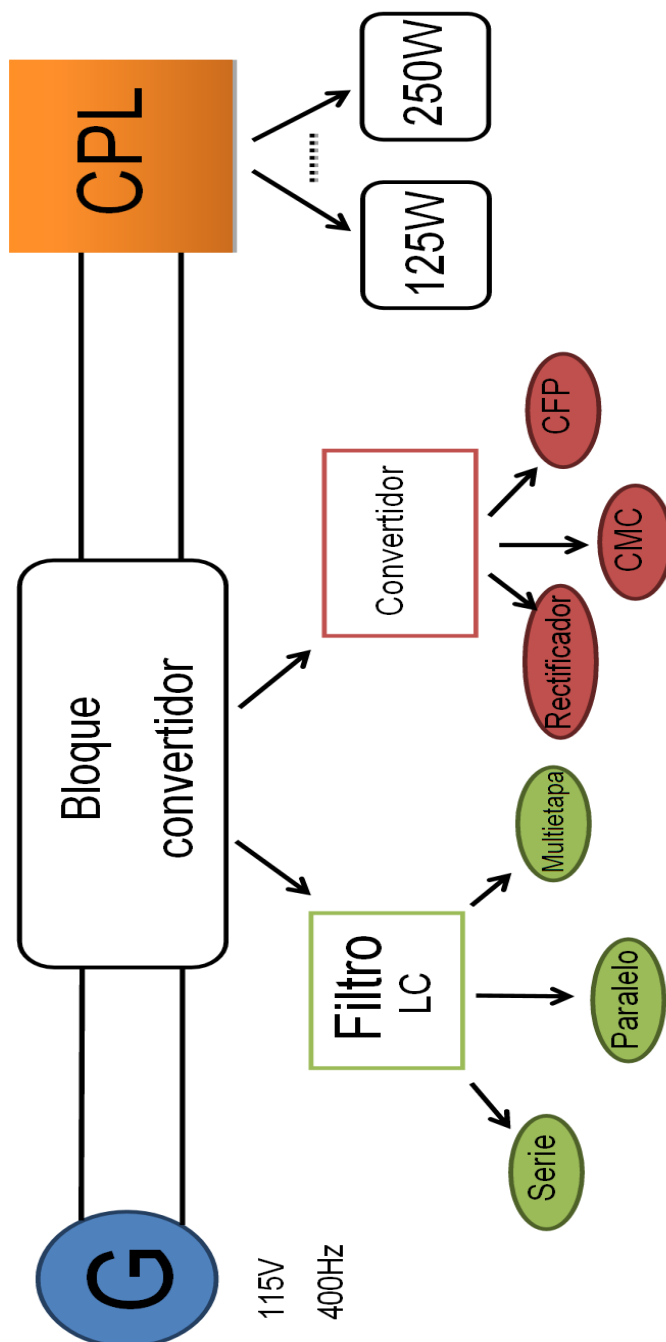


## 2 Descripción de los sistemas analizados.

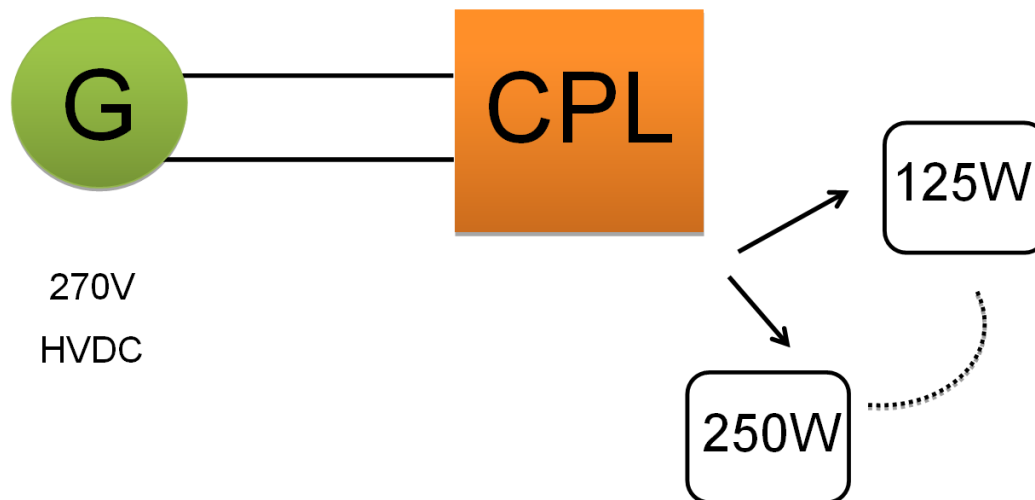
---

A continuación se muestra la estructura de los sistemas analizados detallando qué se va a estudiar en los siguientes capítulos.

Sistemas alimentados con corriente alterna:



Sistemas alimentados con corriente continua:



En los siguientes capítulos se van a analizar:

- Capítulo 3 – Fundamentos teóricos aplicados: en este capítulo se explica brevemente la teoría que se va a aplicar a lo largo del proyecto en los diferentes sistemas.
- Capítulo 4 – Diseño de una carga de potencia constante (CPL): en este capítulo se explica que es una CPL, para que se utiliza, se detalla su funcionamiento y se diseña una según las especificaciones del proyecto.
- Capítulo 5 – Diseño de un filtro de entrada para una fuente de alimentación conmutada: en este capítulo se explican y diseñan diferentes topologías de filtros L-C.
- Capítulo 6 – Diseño del corrector de factor de potencia: en este capítulo se explica que es un corrector de factor de potencia, para que se utiliza, se detalla su funcionamiento y se diseña uno según las especificaciones del proyecto.
- Capítulo 7 – Estudio de la influencia de las CPLs en la red de distribución de potencia eléctrica de un avión: en este capítulo se utilizan los bloques creados en los apartados anteriores para formar sistemas similares a los que se pueden encontrar en la red de distribución de potencia de un avión. Estos sistemas se someten a ciertas pruebas para comprobar cuáles son las peores condiciones de funcionamiento.
- Capítulo 8 – Conclusiones.
- Capítulo 9 – Bibliografía.
- Capítulo 10 – Presupuesto.
- Capítulo 11 – Cronograma.

### 3 Fundamentos teóricos aplicados.

#### 3.1 Introducción a los convertidores electrónicos CC/CC.

Los convertidores CC/CC son los encargados de adecuar una señal continua proveniente de una fuente de energía a las especificaciones exigidas por la carga. Normalmente las entrada de estos convertidores son fuente de tensión continua no regulada, que bien pueden ser baterías, pilas de combustible, paneles solares, generadores eólicos o una tensión alterna rectificada, véase Figura 3.1.

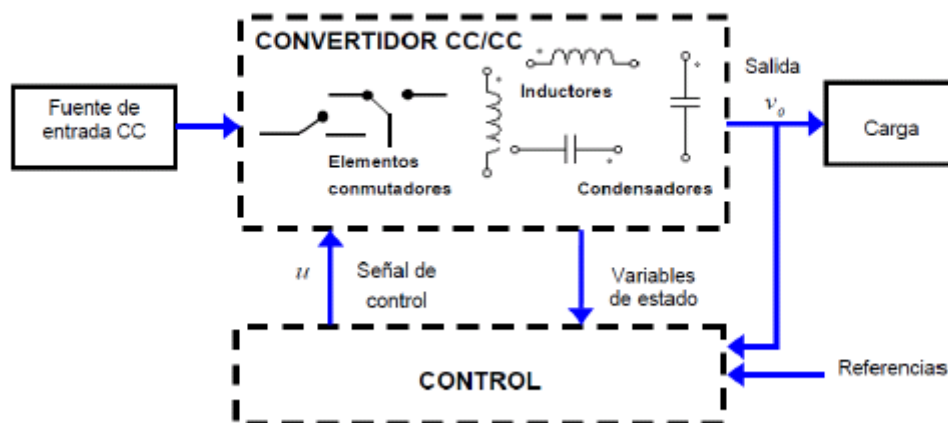
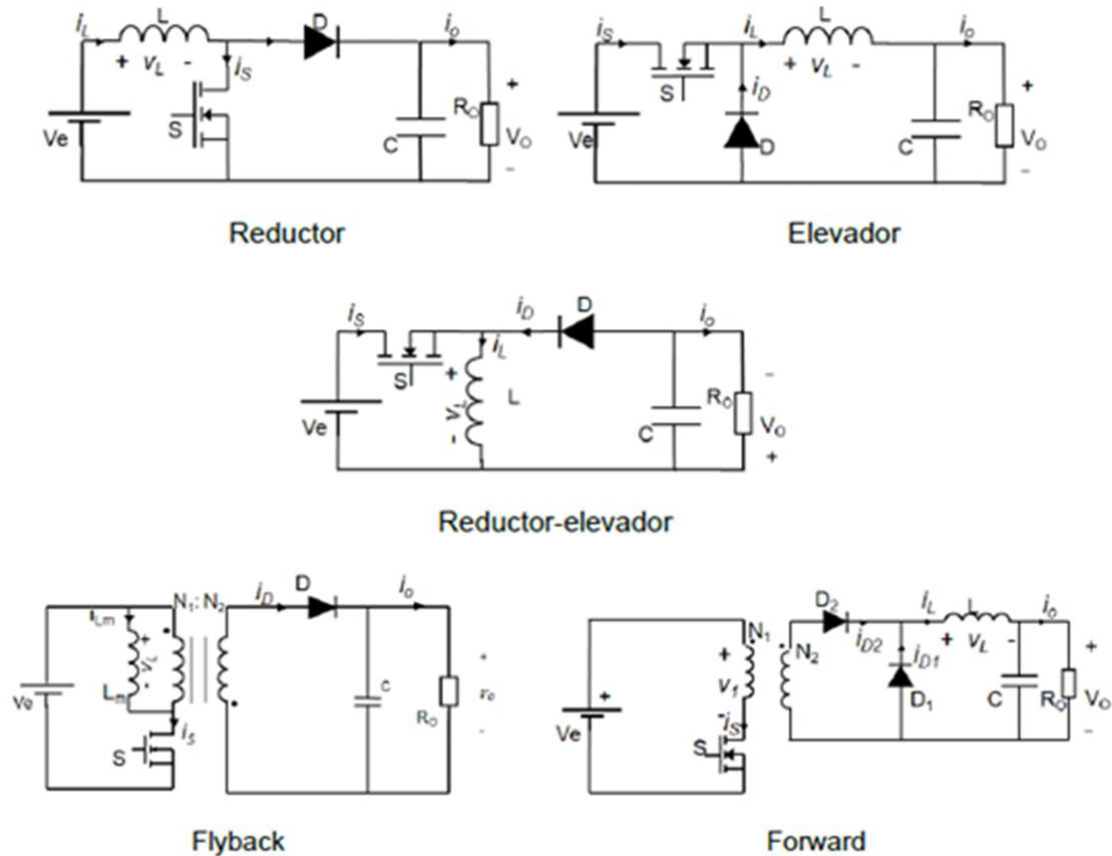


Figura 3.1: Diagrama de bloques general de convertidores CC/CC

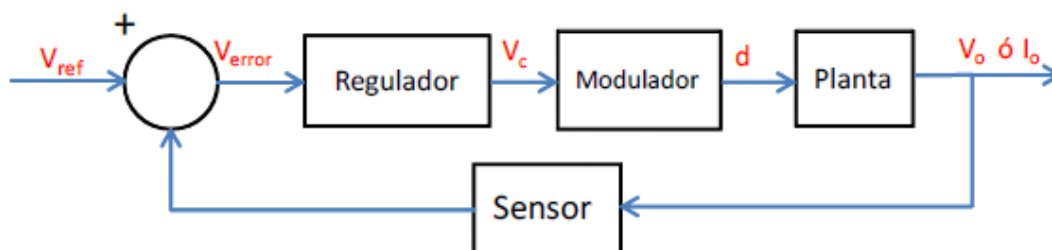
Se conocen un gran número de convertidores CC/CC, entre los cuales se destacan 5 topologías básicas (véase Figura 3.2), que se dividen en dos grupos:

- Sin aislamiento: Reductor (BUCK), Elevador (BOOST) y reductor-elevador (BUCK-BOOST)
- Con aislamiento: Flyback y Forward



**Figura 3.2: Tipos de convertidores CC/CC**

Como se puede observar en el diagrama de bloques de la Figura 3.1, los convertidores CC/CC van provistos de control con el fin de asegurar que se van a cumplir en todo momento las especificaciones requeridas, es decir, que van a ser estables ante cualquier tipo de perturbación ofreciendo las prestaciones demandadas. El diagrama de bloques de la Figura 3.3 representa el esquema de control en lazo cerrado.



**Figura 3.3: Diagrama de bloques de control.**

Es necesario garantizar el funcionamiento óptimo del convertidor en todo su rango de trabajo. La variable a controlar puede ser tanto la tensión de salida como la corriente de la bobina o del diodo.

Para realizar el control se implementa un circuito capaz de ajustar de forma automática el tiempo que permanece encendido el interruptor controlado del convertidor. La magnitud a controlar medida por el sensor es comparada con la tensión de referencia y a partir de la comparación de ambas, el regulador y el modulador generan el ciclo de trabajo adecuado para mantener la tensión de salida igual a la tensión de referencia, ante las perturbaciones que pueda sufrir el convertidor.

Para conseguir este ajuste automático, se realiza la modulación por ancho de pulso, o en inglés Pulse-Width-Modulation (PWM).

### 3.2 Modelado

Para estudiar el control de cualquier sistema es necesario conocer las características dinámicas de la planta, esto significa evaluar el comportamiento del sistema ante perturbaciones de distinta frecuencia y amplitud. En este punto adquiere gran importancia un modelo en pequeña señal del circuito sobre el cual poder realizar el estudio dinámico.

El modelo más preciso se obtiene a partir de utilizar las ecuaciones de cada componente, sin embargo el sistema de ecuaciones que se obtiene es muy complicado y carece de poder analítico, no resulta extraño que los programas de simulación utilicen este método, ya que la capacidad de cálculo de los ordenadores es considerablemente superior a las del ser humano [3]. Existen métodos de modelado alternativos. Varios autores han propuesto modelos sencillos y lo suficientemente precisos como para extraer información útil de los mismos [4]-[5]. Estos modelos están basados en el promediado de las señales porque a efectos de control las señales son tan lentas en comparación con la velocidad del lazo externo que pueden ser consideradas continuas durante un ciclo de conmutación.

A continuación se detallan los pasos a seguir para obtener el modelo en pequeña señal:

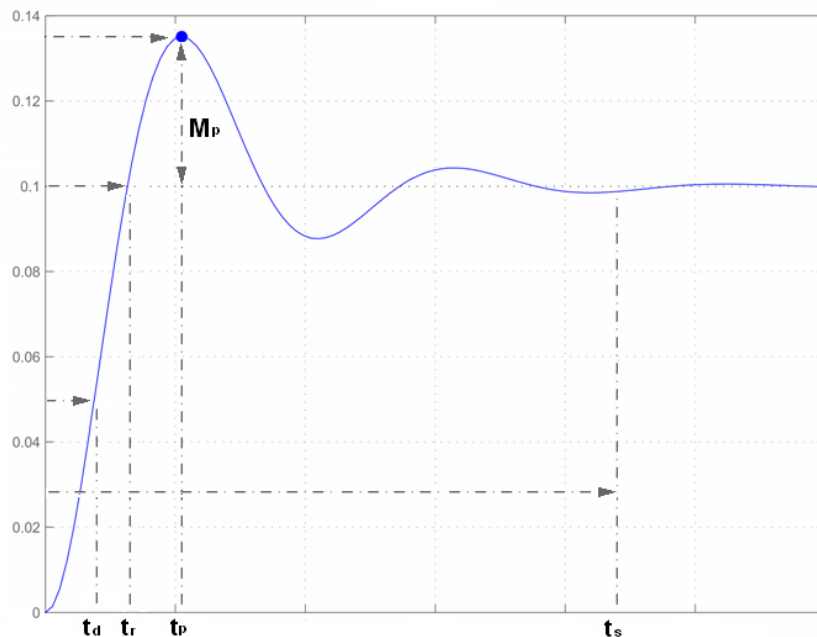
- Obtención del modelo promediado, realizando la sustitución de los interruptores del convertidor por fuentes de tensión o corriente que respeten el funcionamiento del circuito, pero con valores medios, obteniéndose así un modelo del convertidor invariante en el tiempo, en el cual, todas las magnitudes son promediadas y se desprecia la información relativa a la conmutación. Sin embargo el modelo promediado obtenido, continúa siendo un modelo no lineal.
- Obtención del modelo lineal necesario para aplicar las técnicas clásicas de estabilidad y control. Para ello se debe seleccionar un punto de trabajo, el cual, debe estar incluido dentro del rango de operación del convertidor. Una vez elegido el punto de trabajo se debe linealizar y perturbar el modelo promediado ya obtenido, en torno a éste.

- Una vez obtenido el modelo lineal en pequeña señal, se procede a calcular la función de transferencia y a partir de esta la respuesta en frecuencia.

### 3.3 Control

#### 3.3.1 Estrategias de control en convertidores.

Una de las finalidades de los convertidores CC-CC es que la tensión de salida debe ser constante, a pesar de los cambios que puedan presentarse en la tensión de entrada y en la resistencia de carga  $R$ . Para lograr absorber estas perturbaciones, aplicando una estrategia de control lineal, es necesario construir un circuito que regule el ciclo de trabajo ( $d$ ), para así compensar los efectos ocasionados por dichas perturbaciones. Estos circuitos son llamados reguladores, los cuales deben de garantizar la estabilidad del sistema y cumplir con especificaciones tales como: tiempo de retardo ( $t_d$ ), tiempo de subida ( $t_r$ ), tiempo pico ( $t_p$ ) sobreoscilación ( $M_p$ ) y tiempo de establecimiento ( $t_s$ ) como se muestra en la Figura 3.4 .



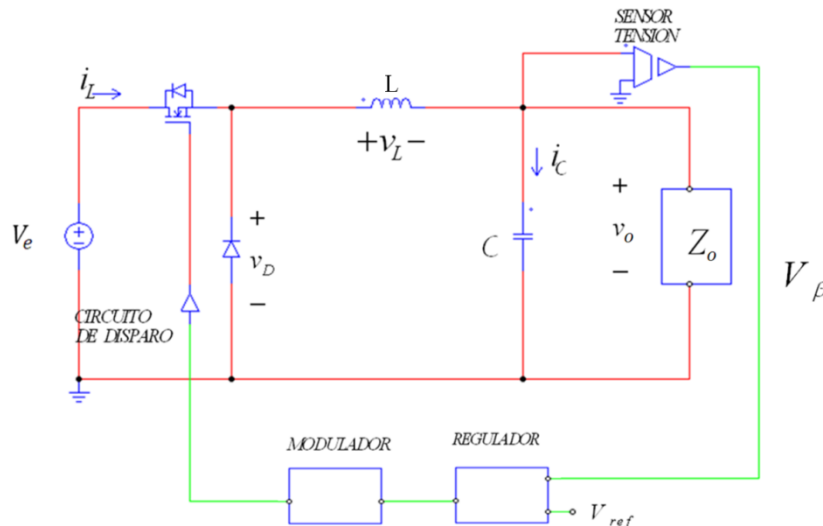
**Figura 3.4: Respuesta de un sistema ante un escalón unitario.**

Los reguladores al no poseer un ancho de banda ilimitado, inicialmente ante un valor de error muy elevado, ( $V_{ref} - V_{\beta}$ ) (Ver Figura 3.5), responden incrementando notablemente el valor del ciclo de trabajo ( $d$ ) para luego estabilizarse al cabo de un tiempo de establecimiento ( $t_s$ ). En los convertidores CC-CC los reguladores se pueden utilizar tanto para regular tensión como corriente.

Existen técnicas de control muy diversas, pero en este apartado sólo se tratan las técnicas de control en modo tensión y de control en modo corriente promediada.

### 3.3.1.1 Control en modo tensión.

El control en modo de tensión es uno de los más usados en convertidores CC/CC. Estos convertidores están compuestos por la planta, sensor, regulador, modulador y el circuito de disparo, como se muestra en la Figura 3.5.



**Figura 3.5: Diagrama de control en modo tensión.**

En el control en modo tensión, cuando ocurre una perturbación a la salida, el regulador recibe esta señal a través del sensor, la compara y la filtra a través del regulador, luego la modula (modifica el valor de ciclo de trabajo ( $d$ )) activando el circuito de disparo de los interruptores electrónicos de potencia. Como se puede ver, la variación de la corriente en la carga no ha intervenido en la generación del valor del ciclo de trabajo ( $d$ ).

La variación del ciclo de trabajo dependerá del ancho de banda del sistema en bucle abierto. Debido a que se conocen las funciones de transferencia (FT) de la planta, modulador y sensor; es imprescindible encontrar una FT del regulador, que permita obtener una frecuencia de corte ( $f_c$ ) que sea lo suficientemente alta para una buena regulación dinámica y suficientemente baja para reducir el rizado de conmutación.

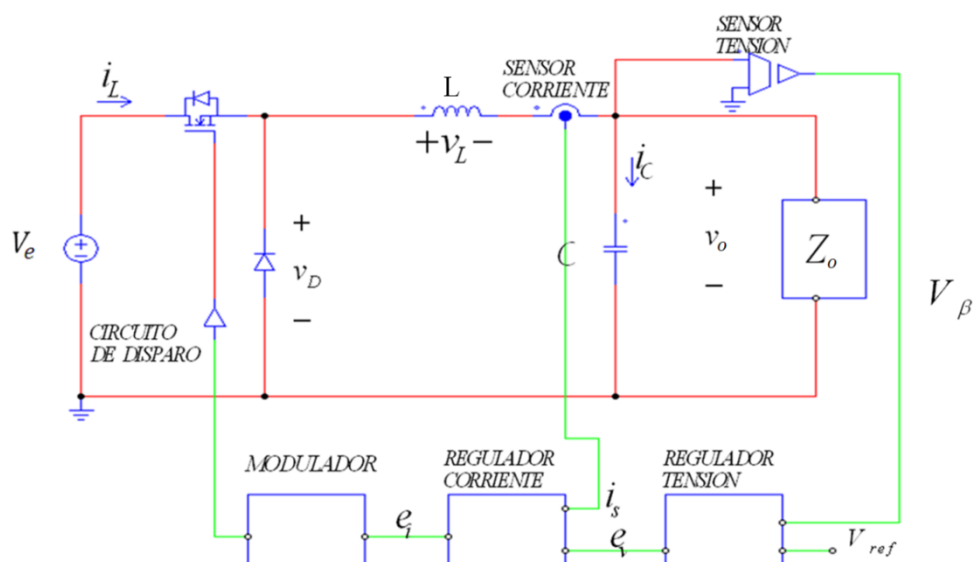
Las principales ventajas y desventajas, [6] del control en modo tensión son:

- Ventajas
  - Control sencillo de implementar
  - No necesita sensar la corriente por la bobina

- La frecuencia de conmutación  $F_{sw}$  es independiente de los parásitos del filtro de salida
  - Alta precisión en la regulación de la tensión en régimen estacionario o estático.
  - Buena estabilidad.
  - Bajo rizado en la tensión de salida.
- Desventajas
    - La respuesta del control es lenta.
    - La frecuencia de corte ( $f_c$ ) típicamente es inferior a 1/6 de la frecuencia de conmutación ( $F_{sw}$ ).

### 3.3.1.2 Control en modo corriente promediada.

En el control en modo corriente promediada se añade a la configuración de control en modo tensión un regulador en serie, como se muestra en la Figura 3.6. Este regulador, llamado regulador de corriente, compara el valor sensado de la corriente que pasa por de la bobina ( $i_s$ ), con el error amplificado del regulador de tensión ( $e_v$ ). Este nuevo error amplificado ( $e_i$ ) se modula, para luego disparar los interruptores electrónicos a través del circuito de disparo. Se controla la tensión en la carga demandando más o menos corriente hacia la bobina.



**Figura 3.6: Diagrama de control por corriente promediada.**

La principal ventaja es una dinámica más simple. El bucle interno de corriente reduce la dinámica en un polo menos que en la función de transferencia . Como consecuencia, el



bucle externo de tensión se adelanta en  $90^\circ$ , si se compara con el control en modo tensión. Además el polo producido por la bobina se desplaza hacia altas frecuencias, cercano a la frecuencia de conmutación ( $F_{sw}$ ), incrementando su ancho de banda [7]

El control en modo corriente presenta las siguientes ventajas y desventajas:

- Ventajas
  - Es más inmune al ruido
  - No presenta inestabilidad para  $D > 0.5$
  - Mejora la audiosusceptibilidad.
  - Presenta una mejor estabilidad en comparación con el control en modo tensión.
  - Buena estabilidad.
  - Bajo rizado en la tensión de salida.
- Desventajas
  - Uso de un sensor de corriente para la bobina
  - Complejidad en el control, debido a que se tienen dos lazos de control.

### 3.3.2 Reguladores

#### 3.3.2.1 Regulador PI

Los reguladores PI se caracterizan por tener un polo en el origen y un cero. Son empleados principalmente para sistemas de muy primer orden sin ceros en el semiplano positivo. La función de transferencia de estos reguladores es la mostrada a continuación. Los reguladores utilizados en este proyecto son calculados mediante el software de simulación SmartCtrl.

$$R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \cdot \left( \frac{\frac{K_i}{K_p} + s}{s} \right)$$

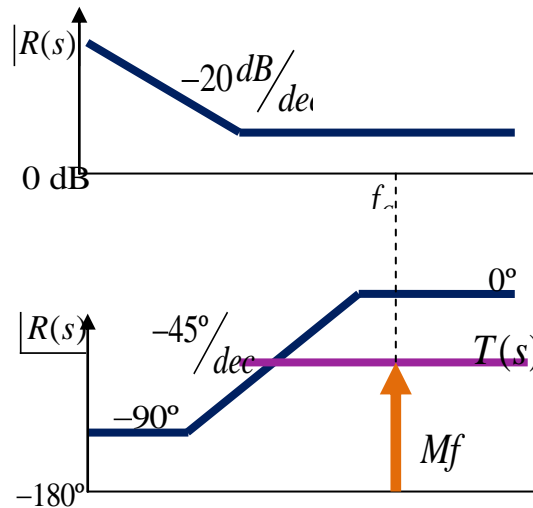


Figura 3.7: Diagrama de bode de un regulador PI

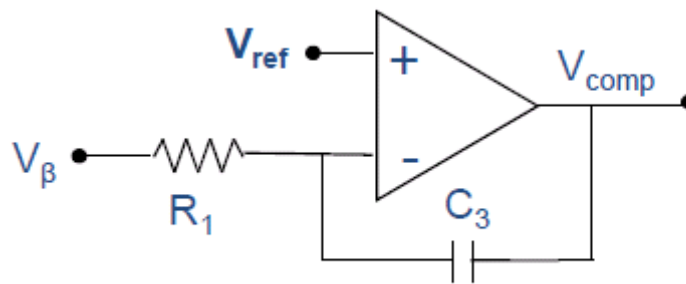


Figura 3.8: Regulador PI analógico.

### 3.3.2.2 Regulador tipo 2

Se caracteriza por tener un polo, un cero, y un polo en el origen. Es habitualmente usado para sistemas de primer orden. Los cálculos para obtener los valores que definen este regulador se realizan mediante el método de la K. Los reguladores utilizados en este proyecto son calculados mediante el software de simulación SmartCtrl.

$$R(s) = \frac{s \cdot b_1 + b_0}{s \cdot (s \cdot a_2 + a_1)}$$

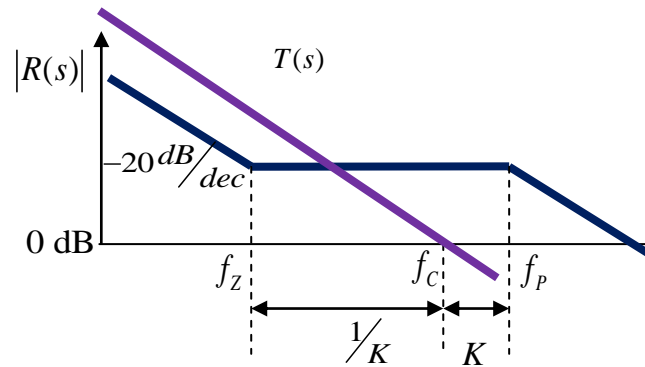


Figura 3.9: Diagrama de bode de un regulador Tipo 2

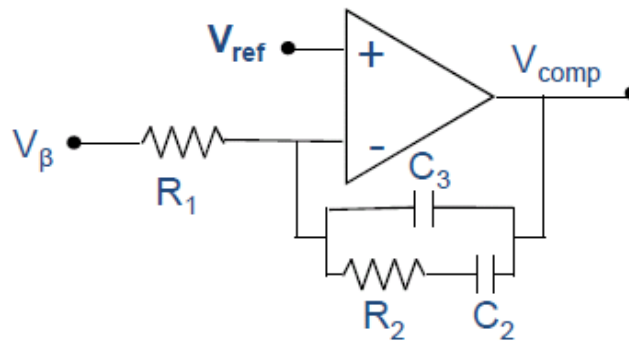


Figura 3.10: Regulador Tipo 2 analógico.

### 3.3.2.3 Regulador Tipo 3

Se usan básicamente para controlar sistemas de segundo orden, aunque también pueden ser usados para controlar sistemas de primer orden. Consta de un polo en el origen, dos ceros y dos polos. Este regulador nos introduce fase por lo que es usado para sistemas potencialmente inestables. Los cálculos para obtener los valores que definen este regulador se realizan mediante el método de la K. Los reguladores utilizados en este proyecto son calculados mediante el software de simulación SmartCtrl.

$$R(s) = \frac{s^2 \cdot b_2 + s \cdot b_1 + b_0}{s \cdot (s^2 \cdot a_2 + s \cdot a_1 + a_0)}$$

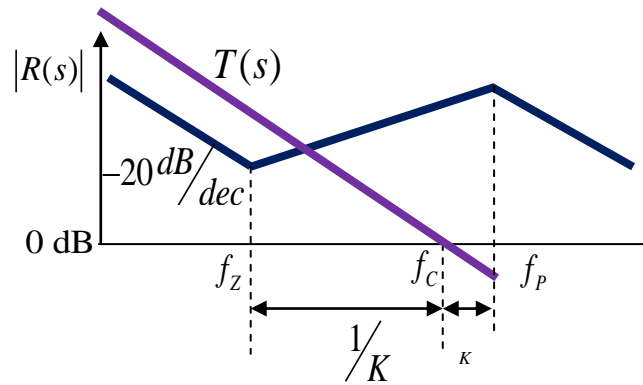


Figura 3.11: Diagrama de bode de un regulador Tipo 3

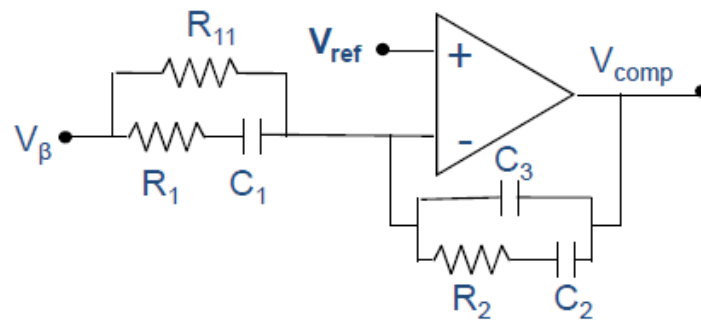


Figura 3.12: Regulador Tipo 3 analógico.

### 3.3.2.4 Regulador de un polo único. (SP –“Single Pole”)

Se caracteriza por tener un único polo. Es equivalente a un filtro paso bajo de primer orden. Muy usado en correctores de factor de potencia debido al desfase de  $-90^\circ$  que introduce.

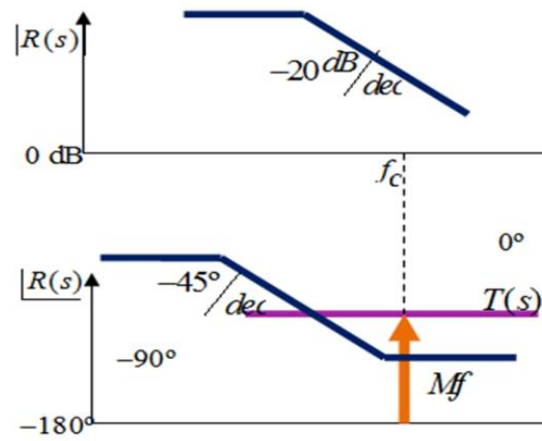


Figura 3.13: Diagrama de bode de un regulador SP



## 4 Diseño de una carga de potencia constante.

---

### 4.1 Introducción

Los convertidores electrónicos cuando están estrictamente regulados, tienden a comportarse como cargas de potencia constante (CPL – “Constant Power Load”) en sus terminales de entrada. Gran parte de las cargas, tales como motores eléctricos, actuadores y convertidores electrónicos de potencia, tienen que ser controlados de manera que la potencia en sus terminales de salida se mantenga constante. Idealmente, asumiendo un rendimiento de un 100% del sistema y despreciando las pérdidas, la potencia de entrada es igual a la potencia entregada a la salida. Es decir, si la potencia a la salida es constante, la potencia en la entrada también ha de serlo. Como resultado estas cargas presentan ciertas características de potencia constante en el sistema. Se estima que un 47% de las cargas en un avión son cargas de este tipo [8]. De ahí la importancia de su estudio.

### 4.2 Caracterización de las cargas de potencia constante (CPL)

Una CPL ideal tiene un consumo de potencia constante independientemente de las posibles variaciones de la tensión o de otros procesos dinámicos. La curva característica de una carga de potencia constante es la mostrada en la Figura 4.1.

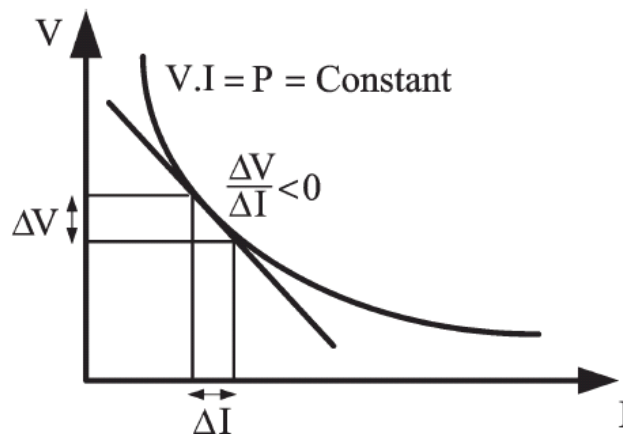


Figura 4.1: Curva característica de una CPL.

La corriente consumida por una CPL no es proporcional a la tensión consumida. Una bajada de tensión automáticamente produce un aumento en la corriente. Para describir su comportamiento en pequeña señal se linealiza en un punto de trabajo:

— —

Como resultado se obtiene que las CPLs producen resistencias negativas, lo que tiene un efecto desestabilizante en el sistema en el que estén conectadas.

#### 4.2.1 CPLs en redes de corriente alterna.

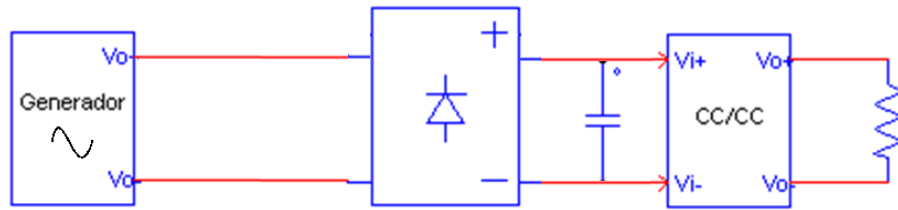
En este apartado se estudian las cargas conectadas a corriente alterna. La potencia consumida por estas cargas no es siempre constante. En las siguientes ecuaciones se muestra cómo el consumo de una carga resistiva es dependiente del tiempo:

—

La potencia es pulsante al doble de la frecuencia de la red y se hace cero al paso por cero de la tensión. Por esta razón las CPLs contienen dispositivos de almacenamiento de energía internos para alimentar la carga. La mayoría de los convertidores utilizan condensadores para almacenar energía y reducir el rizado. En el ámbito de los aviones el tamaño de estos condensadores oscila entre 100 $\mu$ F y 1500  $\mu$ F. En consecuencia se considera que las CPLs consumen potencia constante en un periodo de la tensión de entrada.

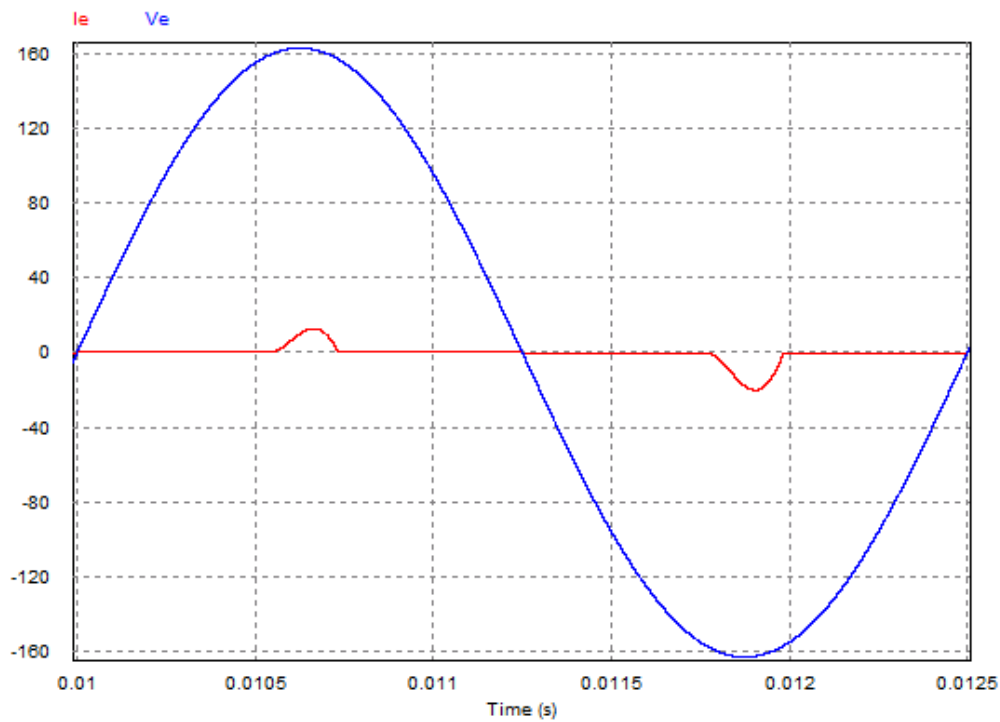
La onda de corriente consumida en las CPLs no es proporcional a la tensión de entrada (Ver Figura 4.3). Una versión simple de una CPL conectada a una red de corriente alterna puede ser un bloque rectificador cuya salida está conectada a un condensador y posteriormente a un convertidor CC/CC. Ver Figura 4.2.





**Figura 4.2: Esquema de una CPL conectada a una red de alterna.**

La potencia de entrada del rectificador sigue indirectamente la potencia consumida por el convertidor. Cuanto mayor sea la corriente del convertidor, mayor será el rizado del bus intermedio y mayores y más elevados serán los picos de corriente en la entrada del rectificador. La Figura 4.3 muestra la tensión y corriente de entrada de la CPL anteriormente citada.



**Figura 4.3: Tensión y corriente en una CPL.**

Debido a la gran distorsión armónica que presenta la corriente, estas cargas no están permitidas en aviones [9]. Para cumplir con los requerimientos necesarios se han de instalar correctores de factor de potencia, los cuales hacen que el consumo de corriente sea sinusoidal.

#### 4.2.2 CPLs en redes de corriente continua.

En las redes de corriente continua la potencia es constante. Por ello las cargas de potencia constante no necesitan dispositivos específicos de almacenamiento de energía. Únicamente necesitan pequeños condensadores a la entrada para estabilizar la tensión y para cumplir con ciertas especificaciones EMI. La mayoría de las cargas de potencia continua en los aviones son convertidores CC/CC.

##### 4.2.2.1 Condiciones de estabilidad en redes de corriente continua.

Un aspecto importante en relación a las CPLs en redes de corriente continua es la estabilidad. La Figura 4.4 muestra el circuito equivalente de este tipo de redes con una CPL linealizada.

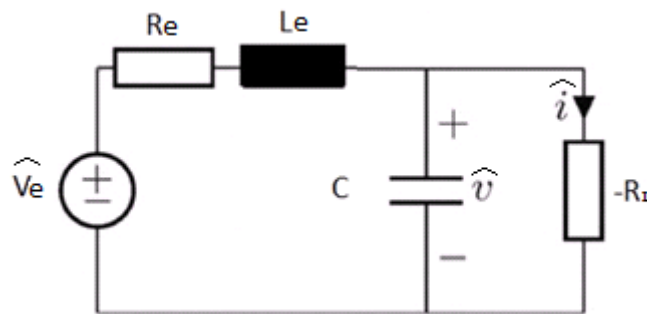


Figura 4.4: Esquema simplificado de una CPL en una red HVDC

Donde  $R_e$ ,  $L_e$  y  $C$  son la resistencia, inductancia y capacitancia de la línea respectivamente. Basándonos en este esquema se puede realizar un análisis de estabilidad realizando un análisis de las impedancias:

— — —

La transformada de Laplace para las impedancias es:

—

—

Sustituyendo finalmente se obtiene la función de transferencia con los posibles ceros en el denominador que pueden causar inestabilidades en la red.

—

—

—

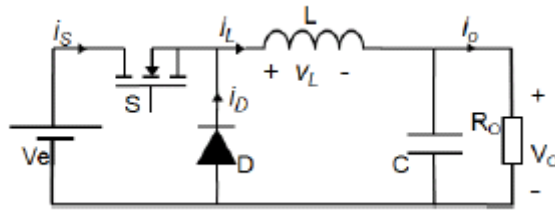
Las siguientes relaciones muestran las condiciones para que el sistema sea estable:

La primera condición siempre es verdadera ya que la bobina y el condensador no pueden ser negativos. La condición de la segunda línea también tiene lógica ya que el punto de máxima potencia de una fuente real es alcanzado cuando la resistencia de la carga y la resistencia de la fuente son iguales. La condición de la última línea es la más relevante en cuanto a la dependencia con estabilidad. En una red HVDC de un avión la resistencia interna de la fuente puede ser grande. Pero si a esto se suman cargas de potencia constante con resistencia de carga regulable y cables no apantallados que forman capacitancias, puede que sea necesario añadir condensadores para estabilizar la red.

### 4.3 Análisis del Convertidor Reductor.

#### 4.3.1 Convertidor en régimen estático

La característica principal de un convertidor reductor es: obtener una tensión de salida continua pero de menor valor que la del generador . Para obtener dicha señal es necesario introducir un filtro  $LC$  y un diodo  $D$  entre el interruptor electrónico y la resistencia de carga como se muestra en la Figura 4.5

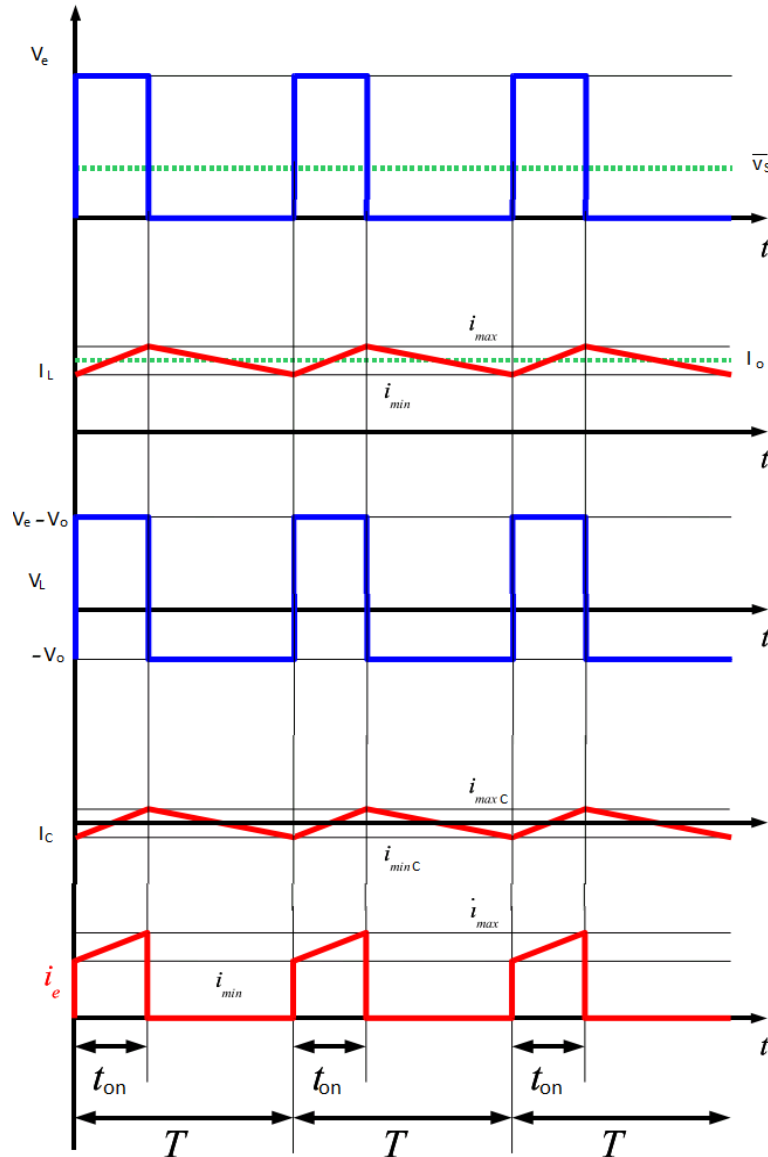


**Figura 4.5 : Convertidor CC-CC reductor.**

Según la primera ley de Kirchhoff

Tomando valores medios y sabiendo que el valor medio del condensador

—



**Figura 4.6: Formas de onda de las corrientes y tensiones en un convertidor CC/CC reductor en modo de conducción continuo.**

Se imponen condiciones de régimen permanente:

$$\bar{v}_L = 0$$

De la condición se obtiene:

Reemplazando en la ecuación anterior:

La tensión de la bobina durante  $t_{\text{off}}$  (tiempo en el que no está disparado el interruptor) es:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

$$V_0 = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = L \frac{\Delta i_L}{(1-D) \cdot T_{\text{sw}}}$$

Se obtiene así que:

— —

— —

Reemplazando el valor de la corriente en la bobina:

— —

— —

Cuando la corriente es positiva el condensador se está cargando. El rizado de la tensión a la salida,  $v_0$ , se puede obtener analizando la tensión en el condensador.

— — — —

—

De donde finalmente se obtiene el rizado en la tensión de salida.

### 4.3.2 Convertidor reductor en régimen dinámico

#### 4.3.2.1 Cálculo analítico de la función de transferencia.

Se procede a estudiar la planta del convertidor, para a continuación poder analizar el resto de partes del mismo. La situación de la planta dentro del esquema, puede ser observada en Figura 4.7.

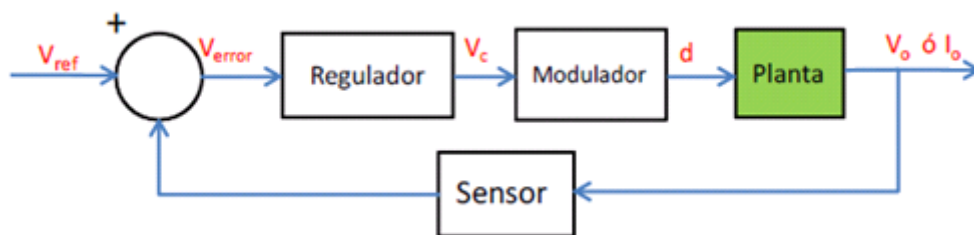


Figura 4.7: Diagrama de bloques de control: planta.

Partiendo del circuito mostrado en la Figura 4.5 se va a obtener el modelo promediado del mismo. Primero se debe sustituir los interruptores (los elementos que conmutan), por fuentes de tensión y corriente que simulen su comportamiento en valor medio, eliminando así la información de rizado. En la Figura 4.8 se muestran las corrientes y tensiones del MOSFET y el diodo. A partir de ellas se procede a promediar estos elementos.

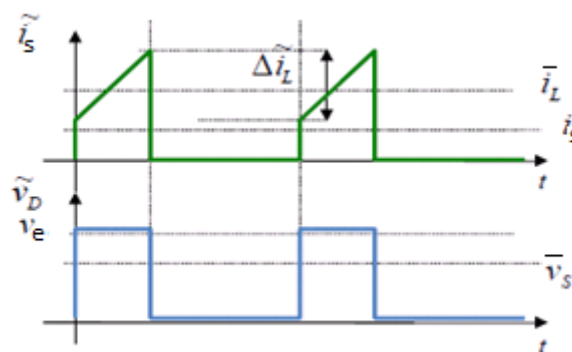


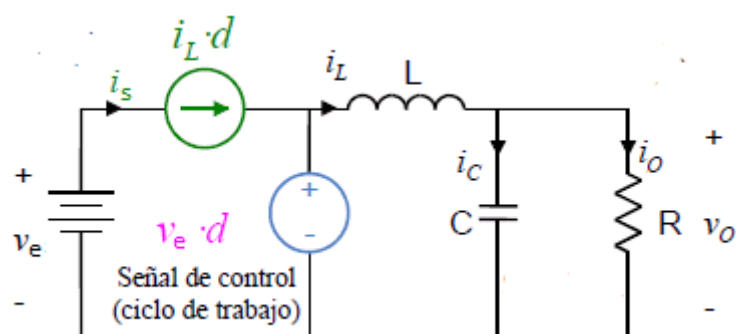
Figura 4.8 : Corriente y tensión en el MOSFET y el diodo.

Obteniendo el valor medio de estas ondas se consigue promediar estos elementos.

—

—

Quedando el modelo promediado como se muestra en la Figura 4.9.



**Figura 4.9: Modelo promediado del convertidor reductor.**

A continuación se debe elegir un punto de trabajo Q y linealizar en torno a este punto. Será en este punto en el que será válida la linealización realizada.

Se procede a linealizar y perturbar las ecuaciones que controlan el funcionamiento de los dos interruptores. Esta linealización se obtiene realizando la derivada parcial en torno al punto de trabajo tanto de la corriente del MOSFET, como de la tensión del diodo mediante las expresiones:

— —

— —

Obteniendo el modelo perturbado o modelo en pequeña señal. (Ver Figura 4.10)



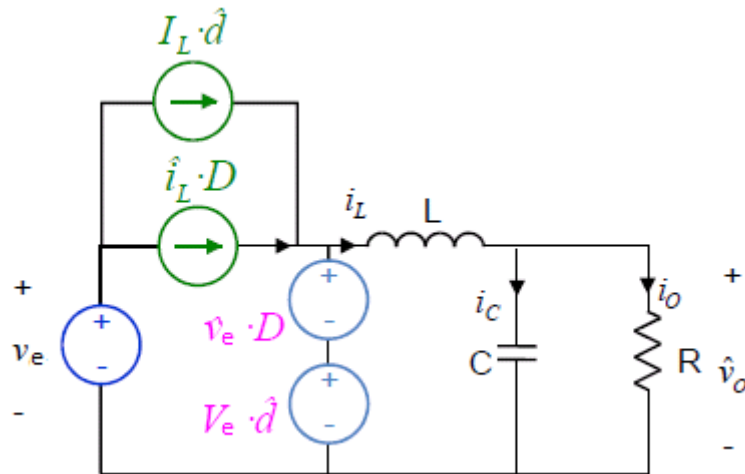


Figura 4.10: Modelo en pequeña señal

Finalmente, suponiendo nula la perturbación de  $V_e$ , se obtiene la función de transferencia de la planta.

—

Siendo:

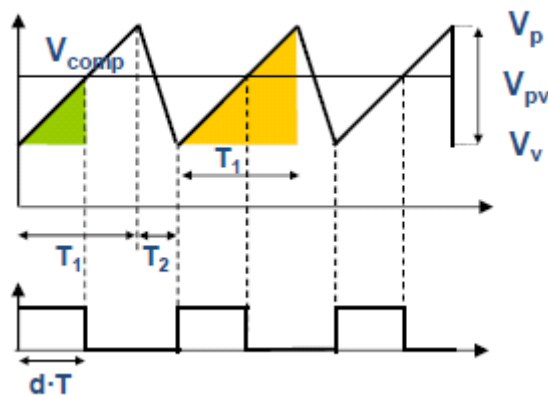
\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

### 4.3.3 Modelado del bloque modulador

El bloque modulador es el encargado de generar la señal pulsante que gobierna el MOSFET. De esta señal se obtiene el ciclo de trabajo ( $d$ ). El ciclo de trabajo es un valor comprendido entre cero y uno que nos indica el estado del interruptor en un periodo de conmutación, siendo el “0” indicador de que el interruptor está abierto y el “1” indicador de que está cerrado. Se genera esta señal pulsante mediante la comparación entre dos señales, una en diente de sierra que se llama \_\_\_\_\_ y otra, que puede adoptar distintas formas de onda, llamada \_\_\_\_\_. La Figura 4.11 muestra cómo se comparan estas dos señales.



**Figura 4.11: Señales en el modulador.**

Aplicando semejanza de triángulos se obtiene que:

$$\frac{V_{comp}}{V_p - V_v} = \frac{T_1}{T_1 + T_2}$$

Se procede a linealizar y a perturbar obteniendo finalmente que:

$$\frac{V_{comp}}{V_p - V_v} = \frac{T_1}{T_1 + T_2}$$

#### 4.4 Especificaciones de diseño.

Uno de los campos más importantes en el área de la electrónica de potencia son las fuentes de alimentación conmutadas y una de sus configuraciones básicas es el convertidor reductor o Buck. Un punto clave en el diseño de estos equipos es la elección de los componentes así como una buena regulación para que este cumpla con los requisitos para los que ha sido diseñado.

Como se menciona anteriormente, un ejemplo de carga de potencia constante es un convertidor CC/CC regulado. En este caso se va a estudiar el diseño del convertidor Buck o reductor implementando un control en modo tensión a la salida, ya que es el ejemplo que más nos conviene para adaptar tensiones relativamente altas a los 28V utilizados en aviónica.

A continuación se especifican las condiciones en las que la carga de potencia constante tendrá que trabajar:

- Tipo de convertidor CC/CC : Convertidor Reductor o Buck

- Rango de potencias de funcionamiento:
  - $P_{\max}=250W$
  - $P_{\min}=125W$
- Rango de tensiones de entrada:
  - $V_{e\max}=300V$
  - $V_{e\min}=100V$
- Tensión de salida = 28V
  - Error estático = 1%
  - Error dinámico= 2%
- Frecuencia de conmutación :
- Modo de operación: Modo de conducción continuo (MCC).
- Estrategia de control: Control en modo tensión.

#### 4.5 Diseño de la etapa de potencia

En este apartado se calculará el valor de la bobina que permita al convertidor trabajar en modo de conducción continua, así como el valor del condensador de salida que permita obtener un rizado menor del 1% en los terminales salida y el valor del condensador de entrada que permita obtener un rizado menor a un 1% en los terminales de entrada.

##### 4.5.1 Cálculo de la bobina

A continuación se calcula la bobina del convertidor reductor para que trabaje en modo de conducción continuo, es decir, que la corriente por la bobina nunca se haga cero.

A la hora de elegir el punto de trabajo se elegirán las peores condiciones estáticas, las cuales se producen con tensión de entrada máxima y potencia mínima. Con estas condiciones se obtiene un ciclo de trabajo . Operando en estas condiciones, mediante las siguientes ecuaciones se obtiene el valor de la bobina.

— —

— —

— —

Se elige un valor ligeramente mayor para asegurar un buen funcionamiento.

#### 4.5.2 Cálculo del condensador de salida.

Para cumplir con las especificaciones estáticas se necesita que el rizado de la tensión de salida sea menor a un 1%. A partir de las siguientes ecuaciones se obtiene el valor del condensador. El ciclo de trabajo utilizado es el obtenido cuando la tensión de entrada es máxima ( $D=0,093$ ).

$$\frac{V_{PP}}{V_{OUT}} = \frac{D \cdot I_{OUT}}{f \cdot C_{OUT}}$$

Se elige un valor ligeramente mayor para asegurar un buen funcionamiento.

#### 4.5.3 Cálculo del condensador de entrada.

La función del condensador de entrada es asegurar un rizado de tensión y corriente a la entrada lo suficientemente pequeño para lograr un buen funcionamiento del sistema. El condensador de entrada suministra energía al convertidor cuando el interruptor está cerrado y se carga cuando este está abierto. De esta manera la corriente pulsante que circula por el interruptor es suministrada por el condensador, asumiendo la fuente aproximadamente una corriente media.

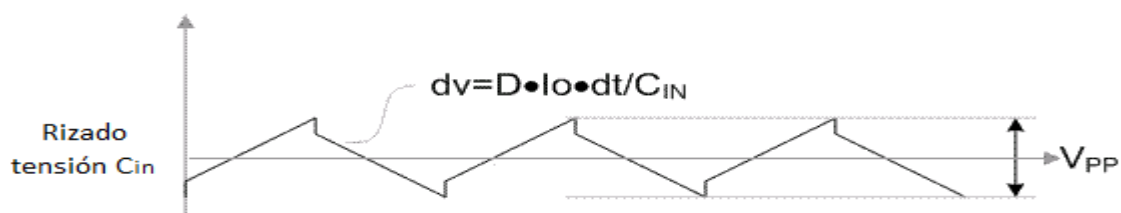


Figura 4.12: Rizado de la tensión en el condensador de entrada.

Se elige un valor de rizado de un 1% de la tensión de entrada.

La peor situación de diseño se produce con potencia máxima (250W) siendo la tensión de entrada 100V. A estos valores le corresponden un ciclo de trabajo  $D=0,28$  y una corriente en la carga de

Se utiliza un condensador de 72  $\mu$ F para asegurar un buen funcionamiento.

#### 4.5.4 Simulaciones

La simulación ha sido realizada para una tensión de entrada de 300V y una potencia de 125W. Utilizando el esquema de la Figura 4.13 y analizando los resultados mostrados en la Figura 4.14 y en la Figura 4.15, se observa que en el funcionamiento del convertidor en estática se cumple que el rizado de la tensión de salida es menor al 1% de la tensión de salida y que el rizado de la tensión de entrada es menor al 1% de la tensión de entrada.

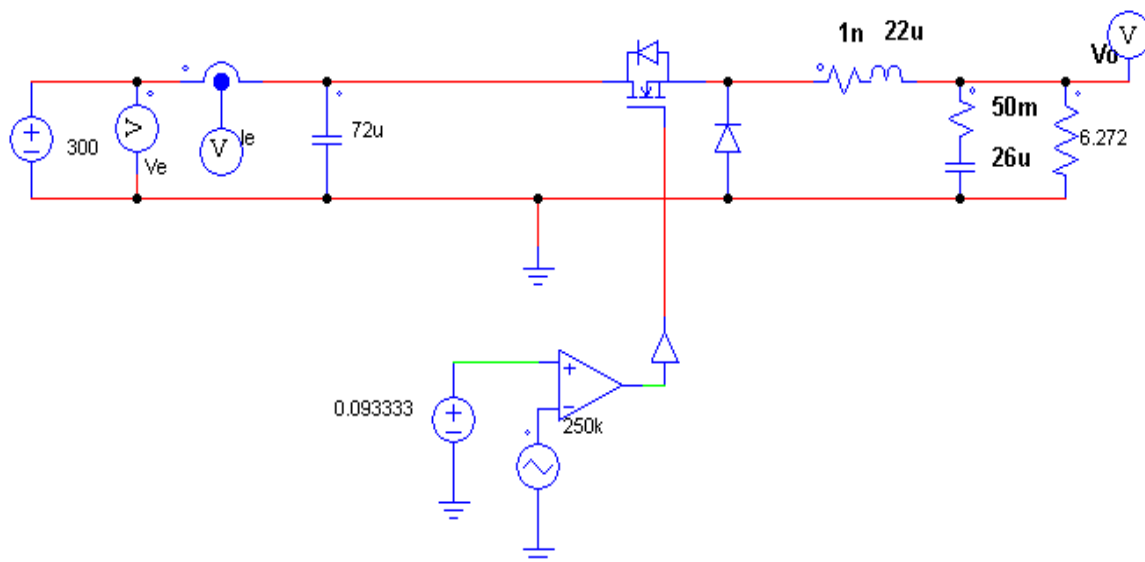


Figura 4.13: Esquema de un convertidor reductor funcionando en estática.

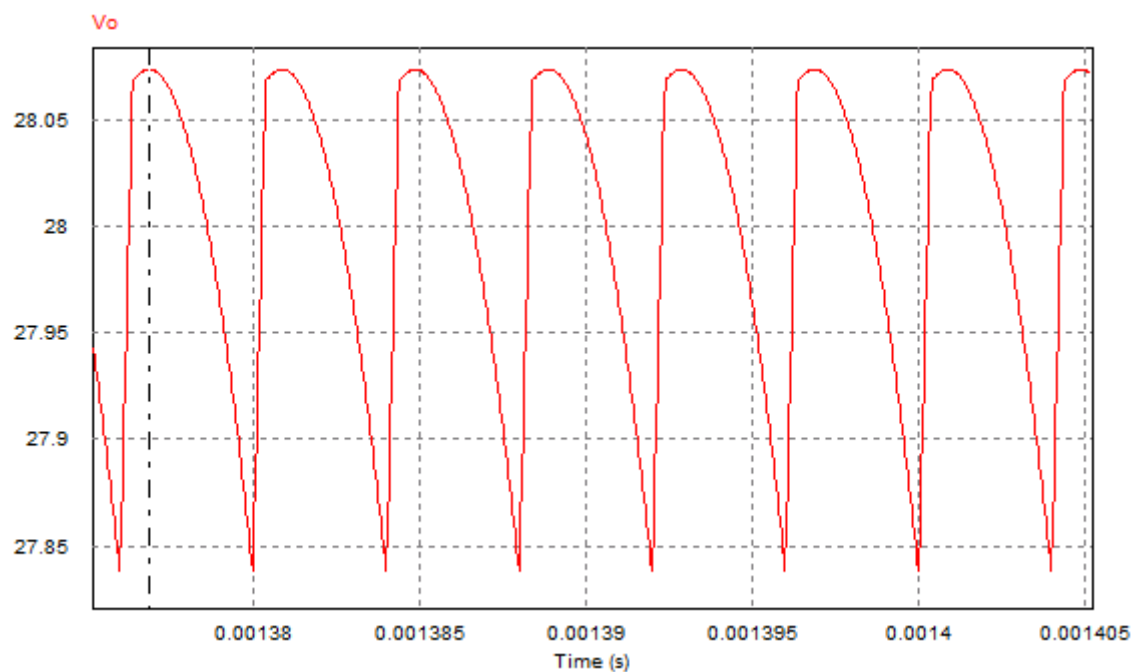


Figura 4.14: Tensión de salida

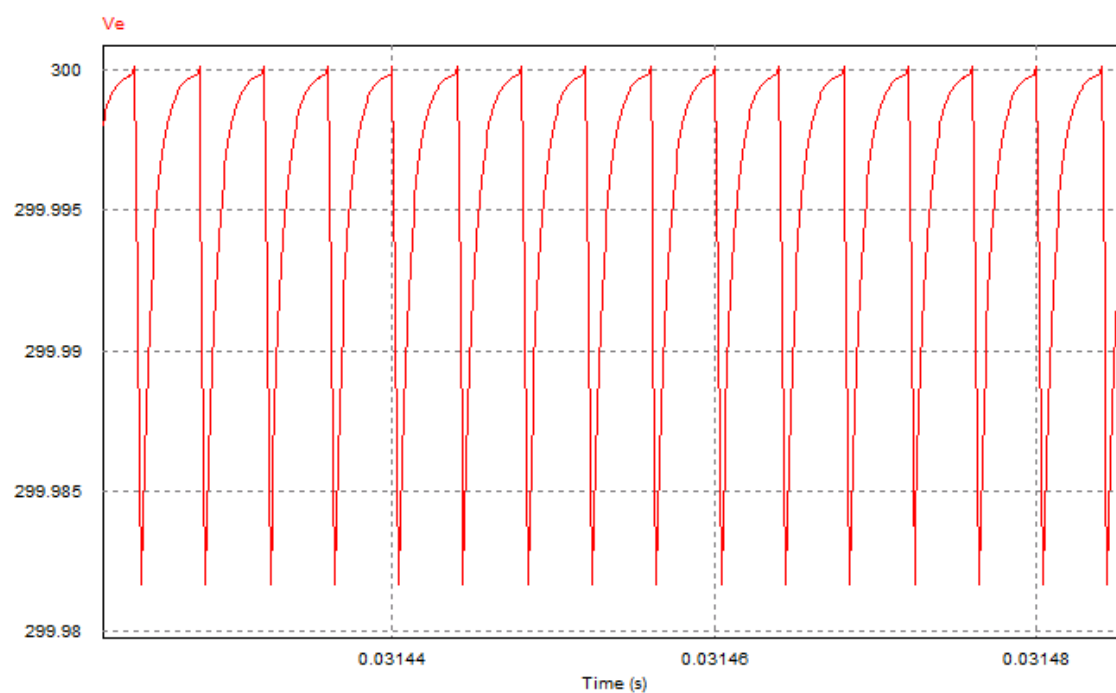


Figura 4.15: Tensión de entrada

#### 4.6 Diseño de la etapa de control.

A la hora de diseñar el control del convertidor, se ha de saber cuáles son las peores condiciones en las que se puede trabajar, para que el sistema tenga una respuesta satisfactoria en todo el rango de funcionamiento. En el caso del convertidor reductor, haciendo un análisis de cómo varía su planta en función de variaciones externas (como pueden ser la potencia y la tensión de entrada) se puede observar las peores condiciones que hay que abordar. Para garantizar la estabilidad en todo el rango de funcionamiento el regulador debe ser diseñado para condiciones de **tensión de entrada máxima y potencia máxima** dentro del modo de conducción continuo, ya que esta será la peor planta posible en términos de estabilidad.

Debido a que el sistema es de segundo orden, el regulador **Tipo 3** es la elección más adecuada. La función de transferencia en bucle abierto, con la cual se analiza la estabilidad del sistema [10] se representa mediante el siguiente diagrama de bloques:

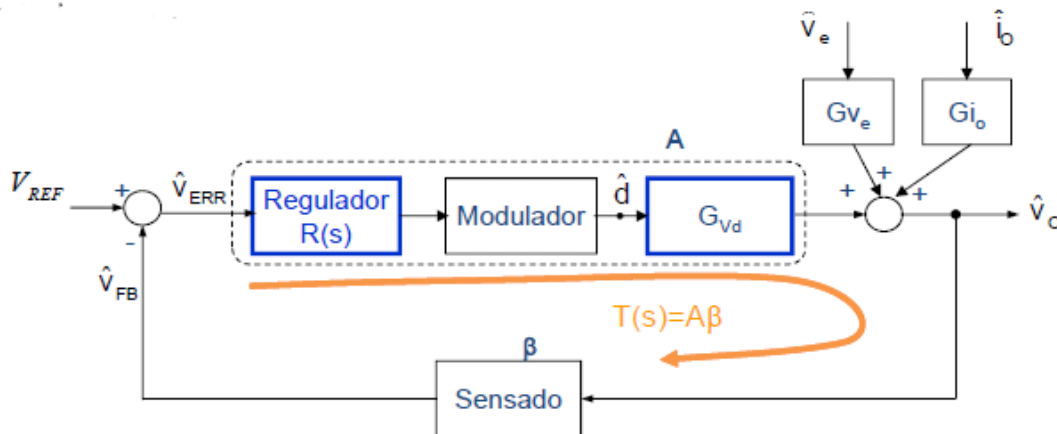


Figura 4.16: Diagrama de bloques de control del convertidor reductor.

Se procede a introducir los parámetros en SmartCtrl para hallar el regulador. La planta ha sido obtenida utilizando el bloque AC Sweep de Psim. En las Figura 4.17 y Figura 4.18 se muestra como es la planta del convertidor (verde) y como es la función de transferencia (FDT) del sistema en lazo abierto (rosa). Se adecua esta última para que el sistema sea estable y cumpla las especificaciones.

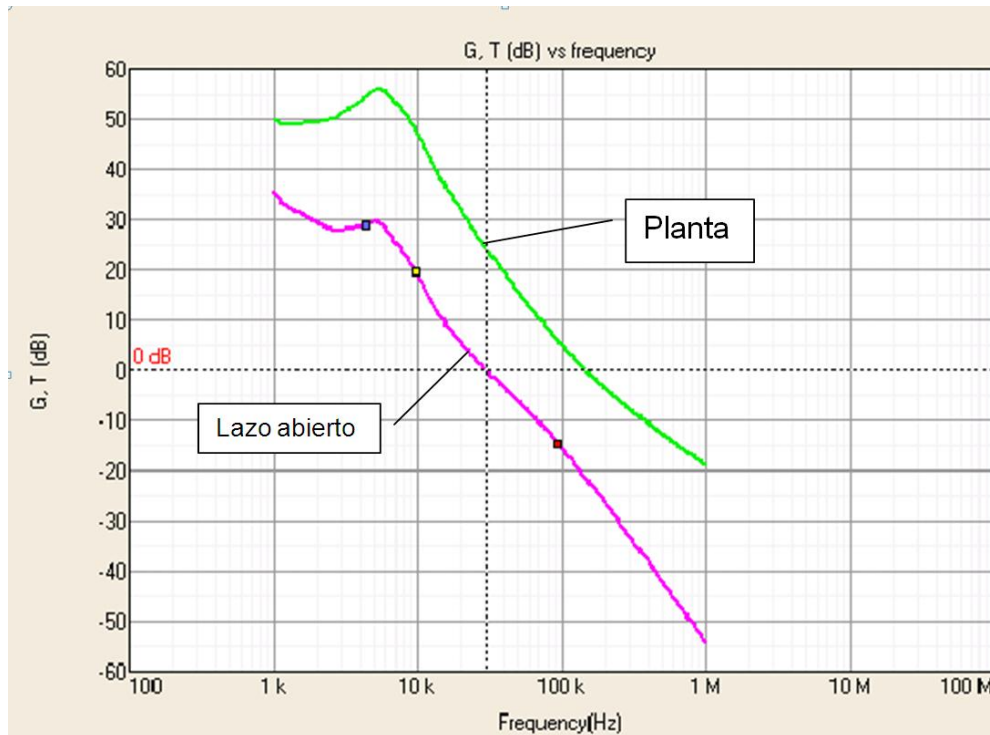


Figura 4.17: Ganancia de la planta del convertidor reductor y de la FDT en lazo abierto

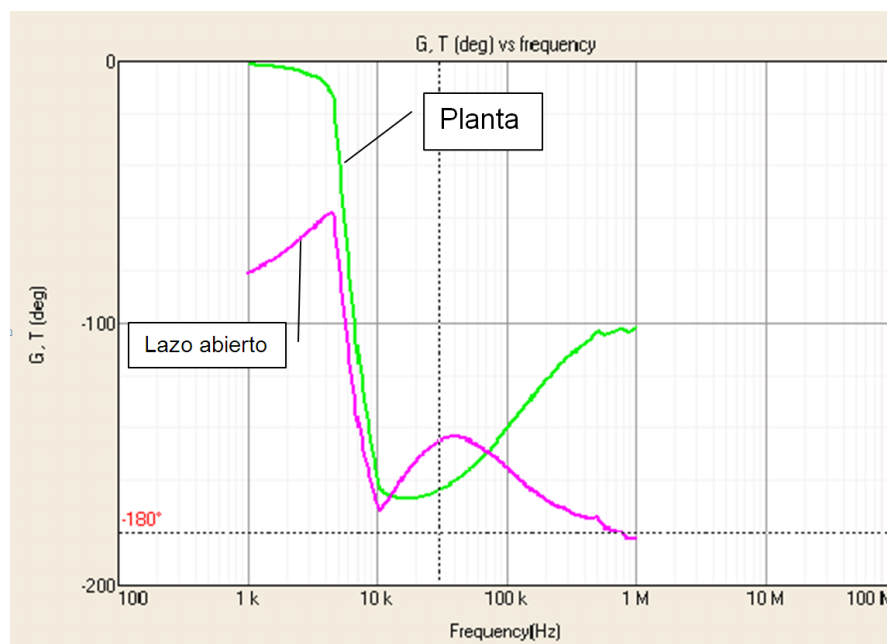


Figura 4.18: Fase de la planta del convertidor reductor y de la FDT en lazo abierto

El margen de fase y la frecuencia de corte han sido elegidos de manera que la atenuación a la frecuencia de conmutación fuera suficiente y se cumplieran las condiciones de régimen dinámico. El diseño ha sido realizado en las peores condiciones. Los valores finalmente obtenidos son:



#### 4.6.1 Simulaciones.

En la siguiente simulación se demuestra que el sistema cumple con las especificaciones. La Figura 4.19 muestra el esquemático usado y en la Figura 4.20 se observa que la tensión de salida RMS es de 28V y se puede ver cómo el error dinámico ante un escalón de entrada de 30V (100V-130V) siendo la potencia elegida 250W es menor al 2%.

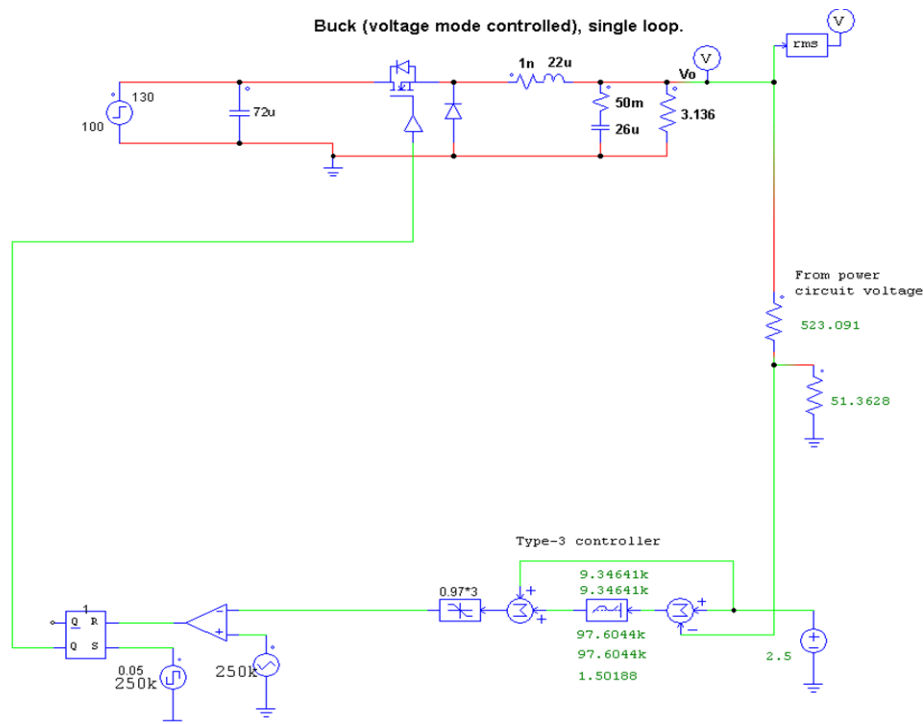
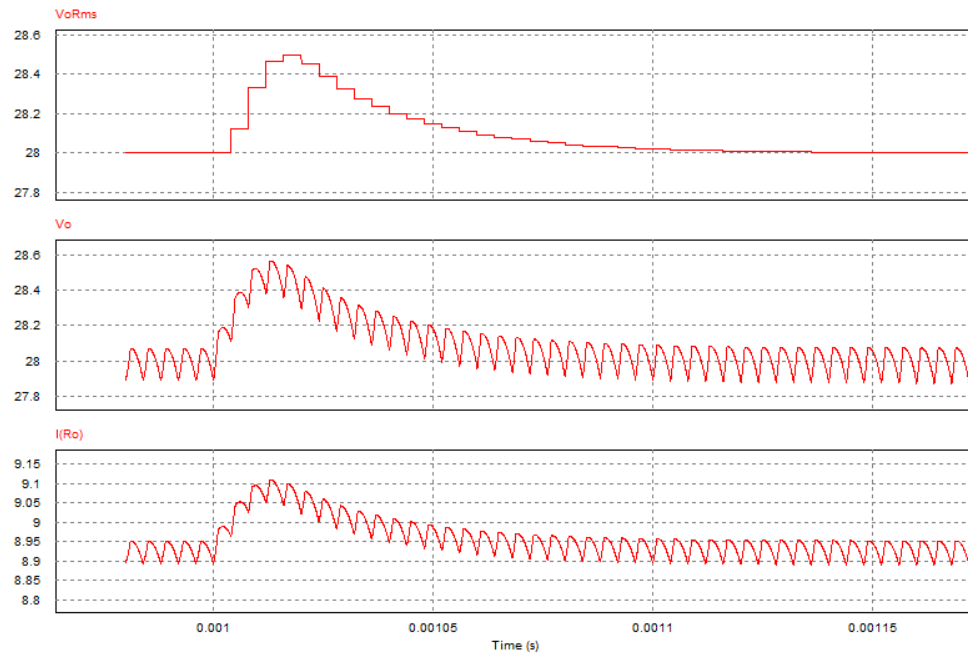


Figura 4.19: CPL en PSIM.



**Figura 4.20: Tensión de salida y corriente de salida ante un escalón de entrada.**

## 5 Diseño de un filtro de entrada para una fuente de alimentación conmutada.

---

### 5.1 Introducción

El filtro de entrada de una fuente de alimentación conmutada tiene primordialmente dos funciones: una es prevenir las interferencias electromagnéticas, generadas por la fuente de alimentación conmutada y transmitidas por la línea, que pueden llegar a afectar a otros equipos; el otro propósito del filtro de entrada es prevenir que los armónicos de alta frecuencia generados por la conmutación de la fuente lleguen a la red.

Un filtro pasivo L-C tiene las características para cumplir con ambos requerimientos. La meta para el diseño de un filtro de entrada debe ser lograr el mejor compromiso entre el rendimiento total del filtro, su tamaño y su coste.

### 5.2 Especificaciones técnicas

A continuación se describen las especificaciones técnicas para el diseño del filtro:

- Objetivo: filtrar el rizado de conmutación.
- Frecuencia a filtrar: 200kHz ( frecuencia del CFP )
- Impedancia de la línea: 20  $\mu\text{H}$  , 20m $\Omega$

### 5.3 Valores obtenidos para el filtro

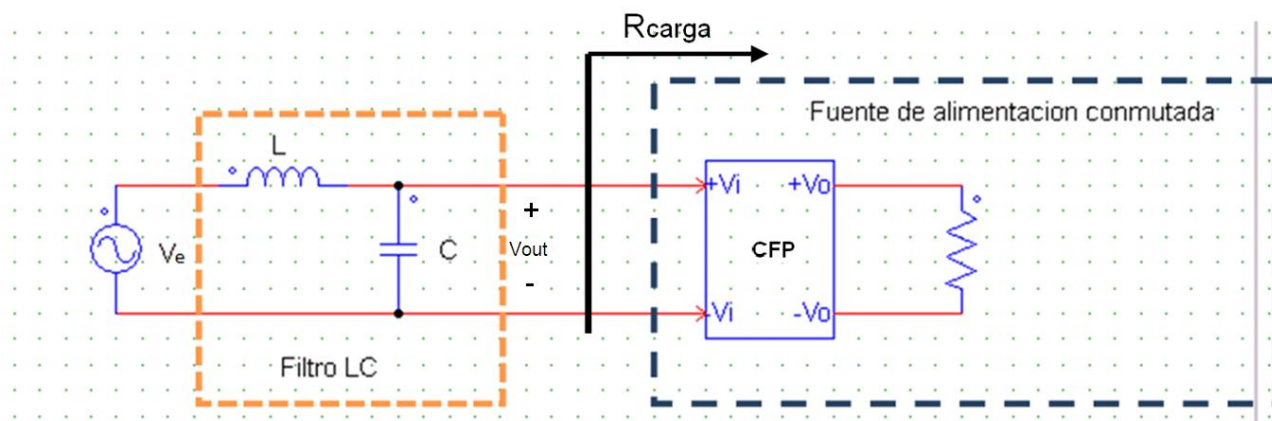
Los valores elegidos para el filtro han sido obtenidos a lo largo de la realización del proyecto consiguiendo con estos un filtrado aceptable de la alta frecuencia, objetivo principal del filtro, sin filtrar la baja frecuencia. Se han utilizado las ecuaciones del apartado 5.4 “Filtros L-C”

- Frecuencia de corte: 118,5 kHz ( teniendo en cuenta la inductancia de la línea )
- Componentes utilizados:
  - C = 90nF
  - L = 50nH

Nota: En los cálculos realizados en este apartado se considera L como la suma de la inductancia de línea y la inductancia del filtro (L=20,05 $\mu\text{H}$ )

## 5.4 Filtros L-C

El filtro que ofrece la solución más simple es el filtro L-C no amortiguado, o simplemente filtro L-C, mostrado en la Figura 5.1.



**Figura 5.1: Filtro L-C**

Un filtro ideal de segundo orden produce una atenuación de 12dB por octava tras la frecuencia de resonancia  $f_0$ , no tiene ganancia antes de  $f_0$ , y presenta un pico a la frecuencia de resonancia  $f_0$ .

===== Frecuencia de resonancia [Hz]

Uno de los factores críticos en el diseño de un filtro de segundo orden es la ganancia a la frecuencia de resonancia. Si esta ganancia tiende a ser infinita puede amplificar el ruido a dicha frecuencia.

Para entender mejor la naturaleza del problema es necesario analizar la función de transferencia del filtro:

\_\_\_\_\_

La función de transferencia puede ser expresada en radianes.

\_\_\_\_\_

$$s = j\omega$$

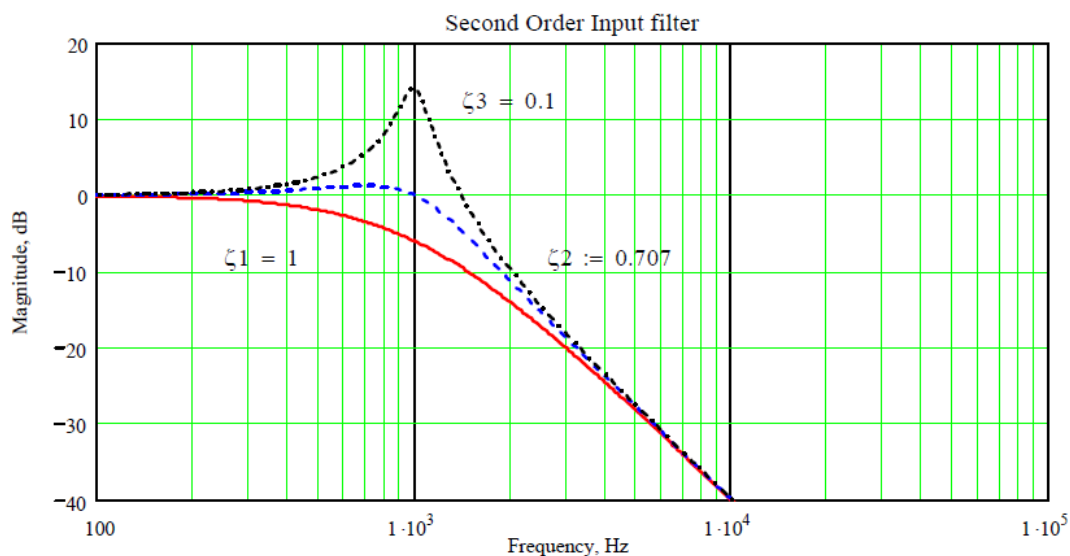
— Frecuencia de resonancia en radianes

———— Factor de amortiguamiento

La función de transferencia presenta dos polos negativos en:

El factor de amortiguamiento indica la ganancia en el pico de la frecuencia de resonancia.

Para los dos polos son complejos, y la parte imaginaria produce un pico a la frecuencia de resonancia.



**Figura 5.2: Función de transferencia de un filtro L-C con diferentes factores de amortiguamiento.**

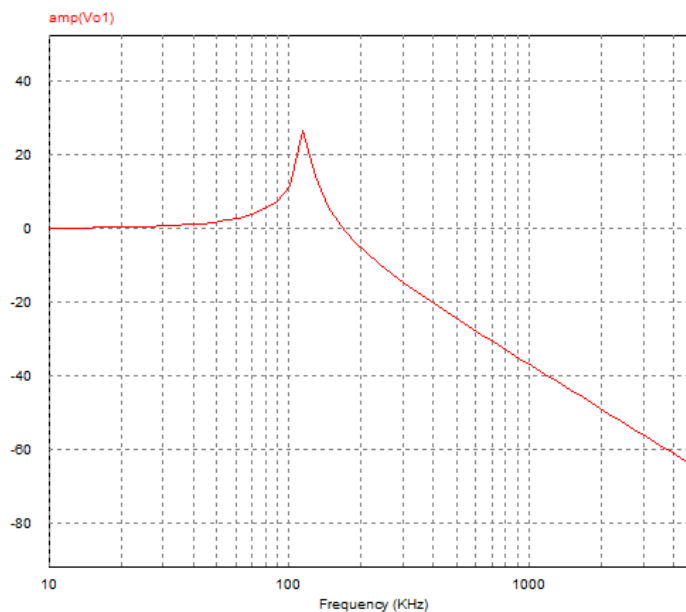
Según disminuye el factor de amortiguamiento, la ganancia a la frecuencia de corte se hace mayor. En el límite ideal en el cual el amortiguamiento sería cero daría una ganancia infinita, pero las resistencias internas de los componentes limitan esta ganancia. Con un factor de amortiguamiento igual a uno la componente imaginaria sería cero y no se tendría pico. Un factor de amortiguamiento insuficiente en el diseño del filtro de entrada puede tener efectos en el resultado final del sistema como influenciar la función de transferencia del bucle de control y causar oscilaciones a la salida de la fuente de alimentación [11].

El teorema de Middelbrook [12], explica que el filtro de entrada no modifica significativamente la ganancia del lazo de realimentación si la curva de la impedancia de salida del filtro está lo suficientemente por debajo de la curva de la impedancia de entrada de la fuente de alimentación.

Resumiendo, para evitar las posibles oscilaciones es importante mantener el pico de resonancia de la impedancia de salida por debajo de la impedancia de entrada del convertidor.

Desde el punto de vista del diseño, un buen compromiso entre el tamaño del filtro y su rendimiento se obtiene con un factor de amortiguamiento mínimo de  $\zeta = 0.1$ . Con este valor se obtiene una atenuación de 3 dB en el pico de la frecuencia de resonancia y una estabilidad posiblemente favorable en el control final del sistema.

La función de transferencia del filtro L-C de las especificaciones es la siguiente:



**Figura 5.3 : Función de transferencia del filtro LC de las especificaciones**

Este filtro está calculado en vacío ya que la impedancia de la carga (el corrector de factor de potencia que se diseña en el capítulo 6) no es fija, varía con la frecuencia. Para asegurar un buen funcionamiento del sistema se ha de asegurar que la curva de la impedancia de salida del filtro está lo suficientemente por debajo de la curva de la impedancia de entrada del corrector de factor de potencia.

Este filtro presenta un pico de ganancia a la frecuencia de resonancia, es decir, está poco amortiguado. Este pico puede causar oscilaciones por lo que se procede a estudiar más tipos de filtros.

### 5.5 Filtro L-C con rama de amortiguamiento en paralelo.

En la mayoría de los casos un filtro no amortiguado como el de la Figura 5.1 no cumple fácilmente con los requerimientos de amortiguamiento. En estos casos es necesario usar una versión amortiguada del filtro. En este apartado el desarrollo del filtro es calculado directamente en vacío.

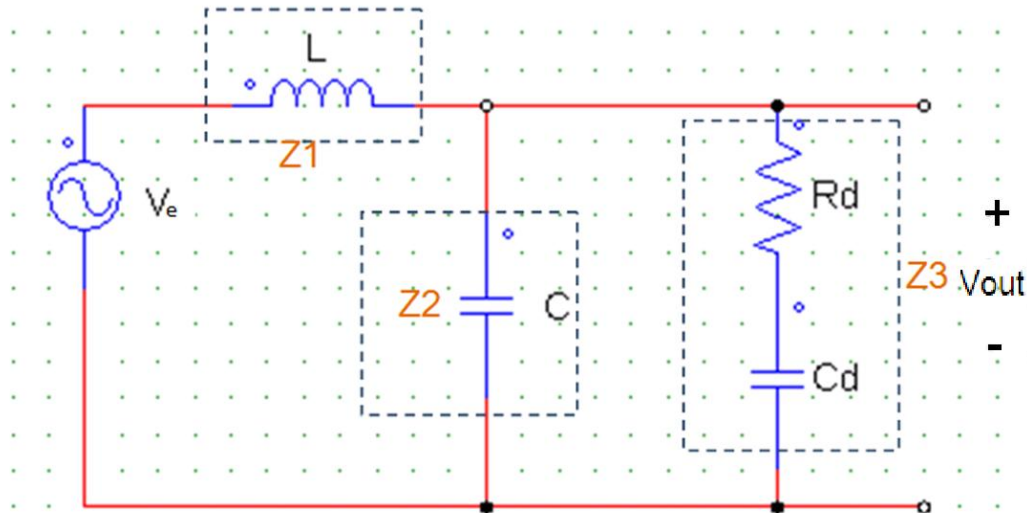


Figura 5.4: Filtro con rama de amortiguamiento en paralelo.

La Figura 5.4 muestra un filtro con rama de amortiguamiento en paralelo, formado por una resistencia  $R_d$  en serie con un condensador  $C_d$ , conectado en paralelo con el condensador inicial del filtro.

El propósito de la resistencia  $R_d$  no es otro que el de reducir el pico producido en la impedancia de salida del filtro a la frecuencia de resonancia. El condensador  $C_d$  impide el paso a la componente continua de la fuente de tensión y así disminuye la potencia disipada en  $R_d$ .

El condensador  $C_d$  debe tener una impedancia menor que  $R_d$  a la frecuencia de resonancia y una capacidad mayor que la del filtro de entrada para que no afecte a la frecuencia de corte del filtro L-C principal.

La impedancia de salida del filtro puede ser calculada como el paralelo de los tres bloques de impedancias  $Z_1$ ,  $Z_2$  y  $Z_3$ :

$$\frac{1}{Z_{out}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}$$

La función de transferencia del filtro es:

\_\_\_\_\_

Donde \_\_\_\_\_ es el paralelo de  $Z_2$  y  $Z_3$ .

La función presenta un cero y tres polos, donde el cero y el primer polo caen juntos a la frecuencia \_\_\_\_\_. Los otros dos polos dominantes caen a la frecuencia de resonancia del filtro. Para simplificar el primer polo y el cero pueden ser ignorados y la formula se puede aproximar a una de segundo orden.

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

Dónde:

(Para frecuencias mayores que \_\_\_\_\_ el término \_\_\_\_\_)

La función de transferencia aproximada de un filtro con rama de amortiguamiento en paralelo es idéntica a la función de transferencia de un filtro L-C normal; la única diferencia es que el factor de amortiguamiento se calcula con \_\_\_\_\_.

\_\_\_\_\_

Se puede demostrar que para un filtro con rama de amortiguamiento en paralelo el pico es minimizado con un factor de amortiguamiento igual a [13]:

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_



Combinando las dos últimas ecuaciones se obtiene que el valor óptimo para la resistencia es igual a:

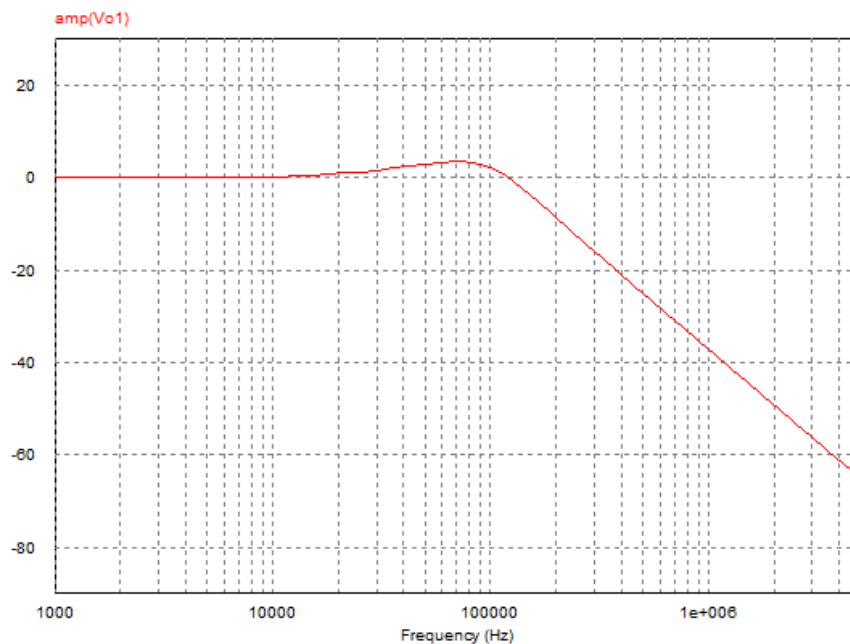
$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

Con  $n = 4$ .

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}$$

Por lo que el condensador encargado de bloquear la tensión es igual a:

La Figura 5.5 muestra la función de transferencia del filtro con rama de amortiguamiento paralelo de las especificaciones.



**Figura 5.5: Función de transferencia del filtro LC de las especificaciones con amortiguamiento paralelo.**

Se observa que el pico producido a la frecuencia de corte se ve amortiguado por lo que el filtro cumple el objetivo.

### 5.6 Filtro L-C con rama de amortiguamiento en serie.

Otra manera para obtener amortiguamiento en un filtro es con una resistencia  $R_d$  en serie con una bobina  $L_d$ , todo conectado en paralelo con la bobina  $L$ . Al igual que en el apartado anterior, el desarrollo del filtro es calculado en vacio. Ver Figura 5.6.

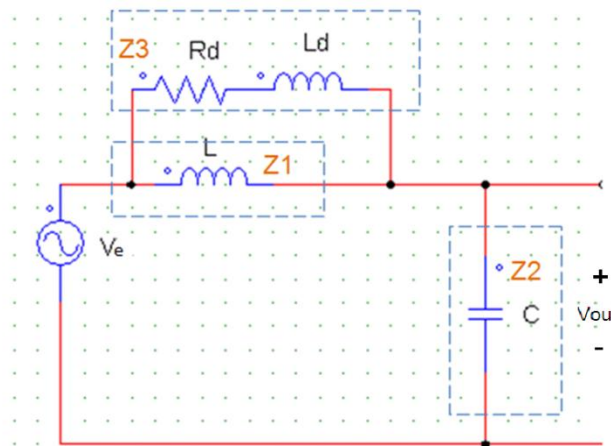


Figura 5.6: Filtro L-C con rama de amortiguamiento en serie.

Se opera siguiendo el mismo razonamiento realizado para la rama de amortiguamiento paralelo. La impedancia de salida del filtro puede ser calculada como el paralelo de los tres bloques de impedancias  $Z1$ ,  $Z2$  y  $Z3$ :

$$\frac{1}{Z_{out}} = \frac{1}{Z1} + \frac{1}{Z2} + \frac{1}{Z3}$$

La función de transferencia del filtro es:

$$\frac{V_{out}}{V_e} = \frac{1}{1 + \frac{L}{R_d C} s + \frac{L^2}{R_d^2 C^2} s^2}$$



Donde

(Para frecuencias mayores que el término )

De la función de transferencia del filtro con rama de amortiguamiento serie, el factor de amortiguamiento es:

$$-\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{4}{\dots}}$$

El pico a la frecuencia de resonancia es minimizado con un factor de amortiguamiento de [13] :

$$\frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{4}{\dots}}$$

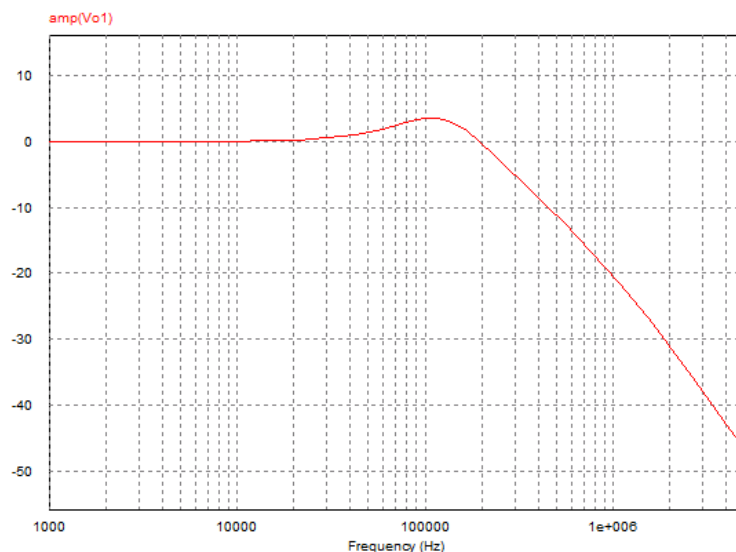
Y la resistencia optima:

$$\frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{4}{\dots}}$$

Si

$$\frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{4}{\dots}}$$

La Figura 5.7 muestra la función de transferencia del filtro con rama de amortiguamiento serie de las especificaciones.

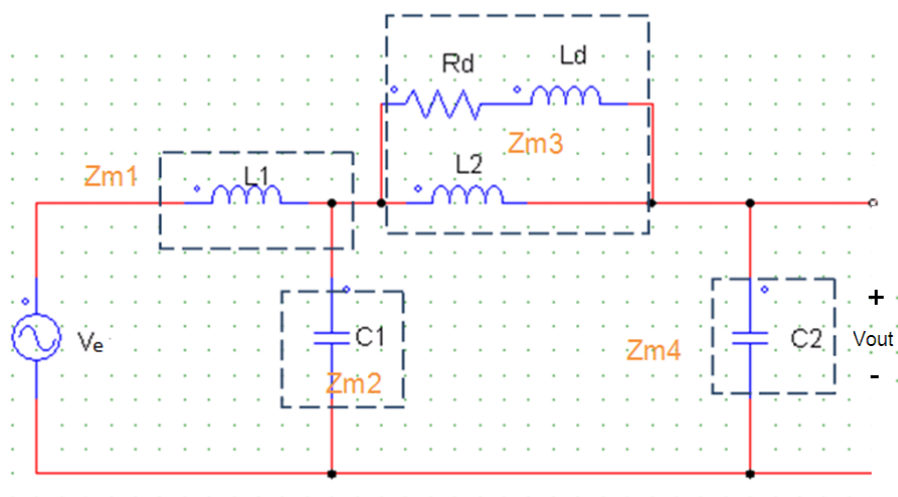


**Figura 5.7: Función de transferencia del filtro LC de las especificaciones con amortiguamiento serie.**

Se observa que el pico producido a la frecuencia de corte se ve amortiguado por lo que el filtro cumple el objetivo. En este caso la atenuación que ofrece es menor que en el filtro con rama de amortiguamiento paralelo.

### 5.7 Filtros multietapa.

En muchos casos, un filtro con varias etapas nos permite una mayor atenuación en altas frecuencias con menos volumen y coste, ya que aunque el número de componentes aumente estos son de menor tamaño. Al igual que en los dos apartados anteriores, el desarrollo del filtro es calculado en vacío.



**Figura 5.8: Filtro de dos etapas.**

## 5. DISEÑO DE UN FILTRO DE ENTRADA PARA UNA FUENTE DE ALIMENTACION CONMUTADA.

La impedancia de salida y la función de transferencia del filtro pueden ser calculadas procediendo de la siguiente manera:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{Z_{out}(s)}{Z_{in}(s)}$$

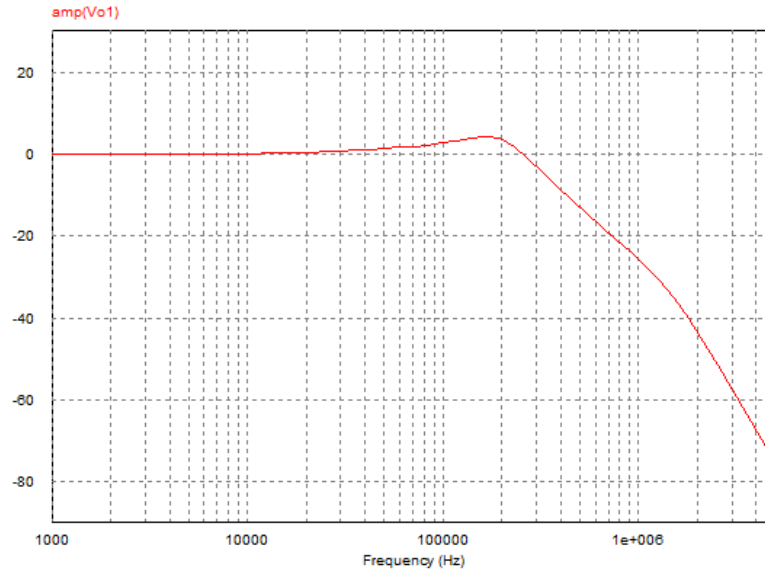
(La impedancia ha sido calculada de la siguiente manera:  $(( \quad ) + \quad )$ )

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{Z_{out}(s)}{Z_{in}(s)}$$

El filtro ha sido optimizado de la siguiente manera [13]:

$$\begin{aligned} & - \quad ; \quad ; \\ & - \quad ; \quad - \quad ; \quad ; \\ & \quad - \quad ; \\ & \quad - \quad ; \end{aligned}$$

La Figura 5.9 muestra la función de transferencia del filtro multietapa de las especificaciones.



**Figura 5.9: Función de transferencia del filtro multietapa de las especificaciones.**

La frecuencia de corte se ve algo desplazada pero se observa que el pico se amortigua y está cumpliendo la función.

## 6 Diseño del corrector de factor de potencia.

---

### 6.1 Introducción

El número de cargas no lineales conectadas a las redes de suministro de energía eléctrica ha aumentado notablemente en los últimos años. La masiva utilización de fuentes de alimentación de equipos electrónicos ha supuesto que las redes eléctricas se hayan polucionado enormemente.

Aparecen importantes problemas asociados a los armónicos de corriente, fundamentalmente la distorsión de la forma de onda, calentamientos adicionales, ruidos y la limitación de la capacidad de la red para proporcionar energía eléctrica.

En el ámbito aeronáutico se trata de un elemento indispensable para un funcionamiento óptimo. Existen normativas muy restrictivas debido al riesgo que existe en el caso de interacciones entre los componentes de un avión con interferencias producidas por aparatos electrónicos, además de la mejora que suponen en el rendimiento energético.

### 6.2 ¿Para qué se emplea el corrector del factor de potencia?

- Cumplimiento de la normativa de DAT (Distorsión Armónica Total)
- Disminución de las pérdidas en conductores.
- Reducción de las caídas de tensión.
- Aumento de la disponibilidad de potencia de transformadores, líneas y generadores.
- Incremento de la vida útil de las instalaciones.

### 6.3 Corrector del factor de potencia (CFP)

El corrector del factor de potencia es una solución utilizada para reducir el contenido armónico de la corriente demandada. Debe de cumplir dos requisitos primordiales:

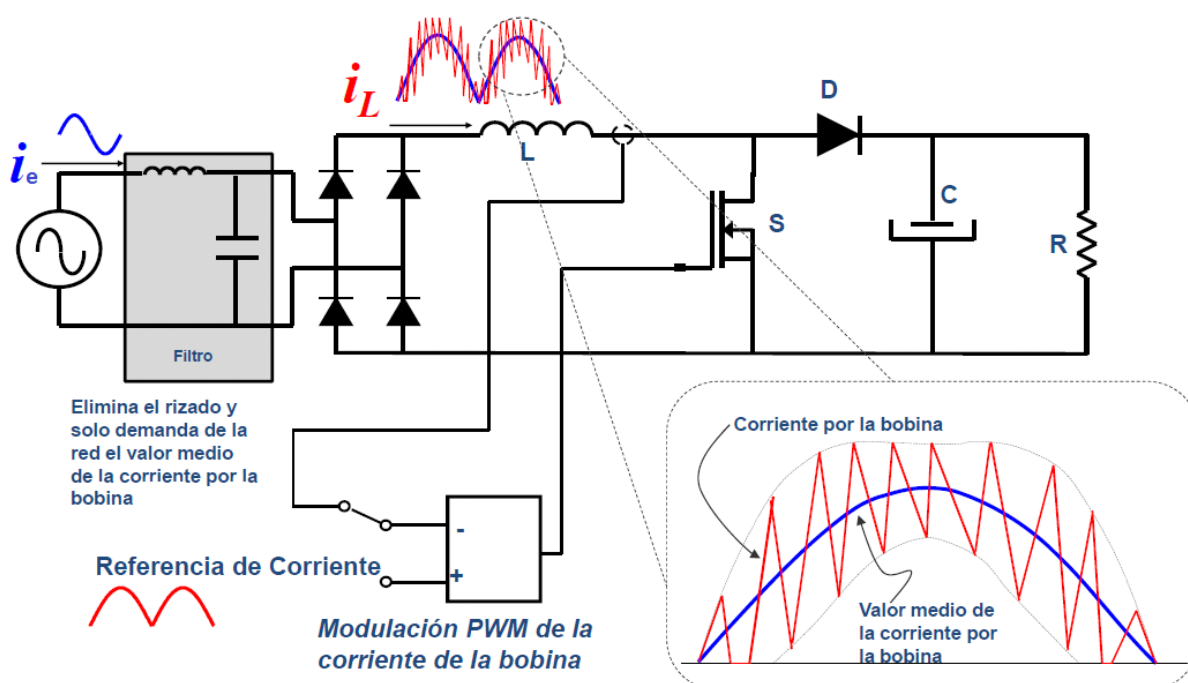
- Cumplimiento de normativas en cuanto a la corriente demandada de la red,  $I_e$ .
- Operación a la tensión demandada en la aeronave.

Se puede utilizar cualquier tipo de convertidor para el montaje de un CFP siendo el convertidor **elevador** de los más indicados debido a los siguientes factores: [14]

Ventajas	Inconvenientes
-Simplicidad.	-Tensiones de salida mayores a las de entrada.
-Tamaño.	-Sin aislamiento
-Bobina a la entrada. Menor EMI.	-Recuperación inversa del diodo.
- Transistor a masa (negativo).	

**Tabla 6.1: Características del convertidor elevador en un CFP**

En la Figura 6.1 se presenta la estructura principal de un CFP:



**Figura 6.1: Corriente de referencia en un CFP.**

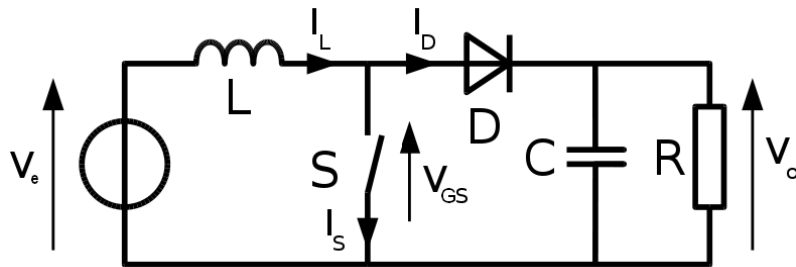
La corriente en la bobina,  $i_L$ , tiene rizado de conmutación debido a la apertura y cierre del MOSFET. Lo que el CFP hace es modular el ciclo de trabajo para que el valor medio de la corriente sea una senoide rectificada. El promediado de la corriente a la frecuencia de conmutación nos da esta onda. Por ello se dice que el CFP trabaja con un control por “corriente promediada”. La corriente  $i_e$  viene filtrada por un pequeño filtro LC (diseñado en el capítulo 5) cuya finalidad es eliminar el rizado.



## 6.4 Análisis del Corrector de factor de potencia.

### 6.4.1 CFP en régimen estático.

Se procede a estudiar el CFP realizado sobre un elevador. El convertidor elevador consta de una bobina en serie con la fuente de entrada, un diodo y un condensador en paralelo con la carga, como se muestra en la Figura 6.2.



**Figura 6.2: Convertidor CC/CC elevador**

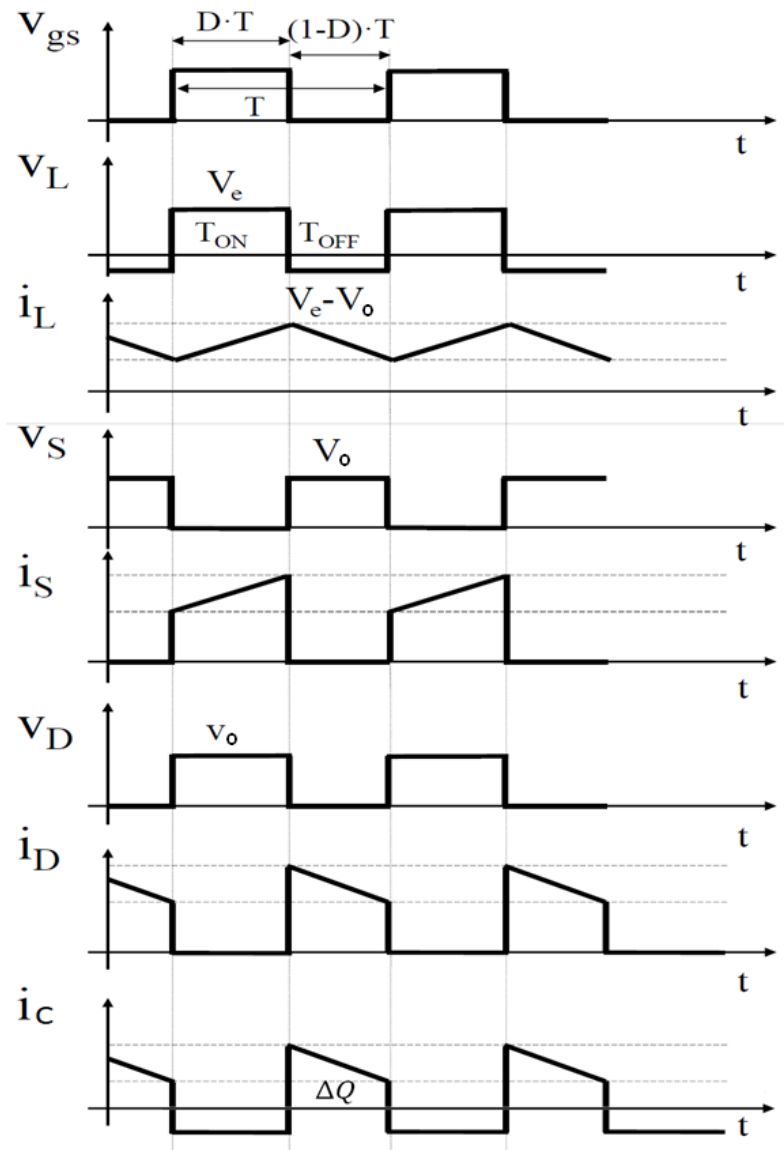
Se diseña para que este funcione en modo de conducción continuo MCC y para ello se impone que la corriente en la bobina sea siempre mayor a cero.

Aplicando la primera ley de Kirchhoff, se obtiene el valor medio de la corriente en el diodo ( $\bar{i}_D$ ):

Sabiendo que el valor medio de la corriente por el condensador es:  $\bar{i}_C = 0$ :

—

El análisis de las formas de onda más características es mostrado en la Figura 6.3.



**Figura 6.3: Formas de onda de las corrientes y tensiones en un convertidor CC/CC elevador en modo de conducción continua.**

Imponiendo condiciones de régimen permanente:

De la igualdad de potencias se obtiene:



—

Sustituyendo finalmente se obtiene la corriente en la bobina:

\_\_\_\_\_

La tensión de la bobina durante el  $t_{on}$  es:

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$$

—      —

Reemplazando se obtiene:

\_\_\_\_\_

Por lo que:

—      —

—      —

\_\_\_\_\_ — \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_ — \_\_\_\_\_

Las tensiones y corrientes del CFP varían según el ángulo de red :

Por lo que la potencia de entrada es igual a:

— —

— —

Donde el primer término representa la potencia media o activa y el segundo término la potencia pulsante, al doble de la frecuencia de red. A continuación se realiza un balance de potencia, considerando ya que la tensión a la salida es prácticamente continua:

— — — —

Donde — — es la corriente continua que circula por la carga.

E — — es la corriente pulsante que circula por el condensador.

Esta corriente pulsante provoca que la tensión también presente un rizado al doble de la frecuencia de red. C sirve de tampón entre una potencia pulsante y una potencia constante cedida a la carga.

Para hallar el valor de la tensión en el condensador se utilizará la ecuación característica de este:

— — — —

— — — — — — — —

Donde la amplitud del rizado es igual a:

## 6.4.2 CFP en régimen dinámico.

### 6.4.2.1 Características diseño de la etapa de control.

#### 6.4.2.1.1 Lazo interno o de corriente

Para diseñar el lazo de corriente se requerirá una referencia la cual se obtiene de la tensión de salida del bloque rectificador. Esta referencia será modificada por los parámetros resultantes del lazo externo o de tensión para que adquiera la amplitud requerida. Ver Figura 6.4.

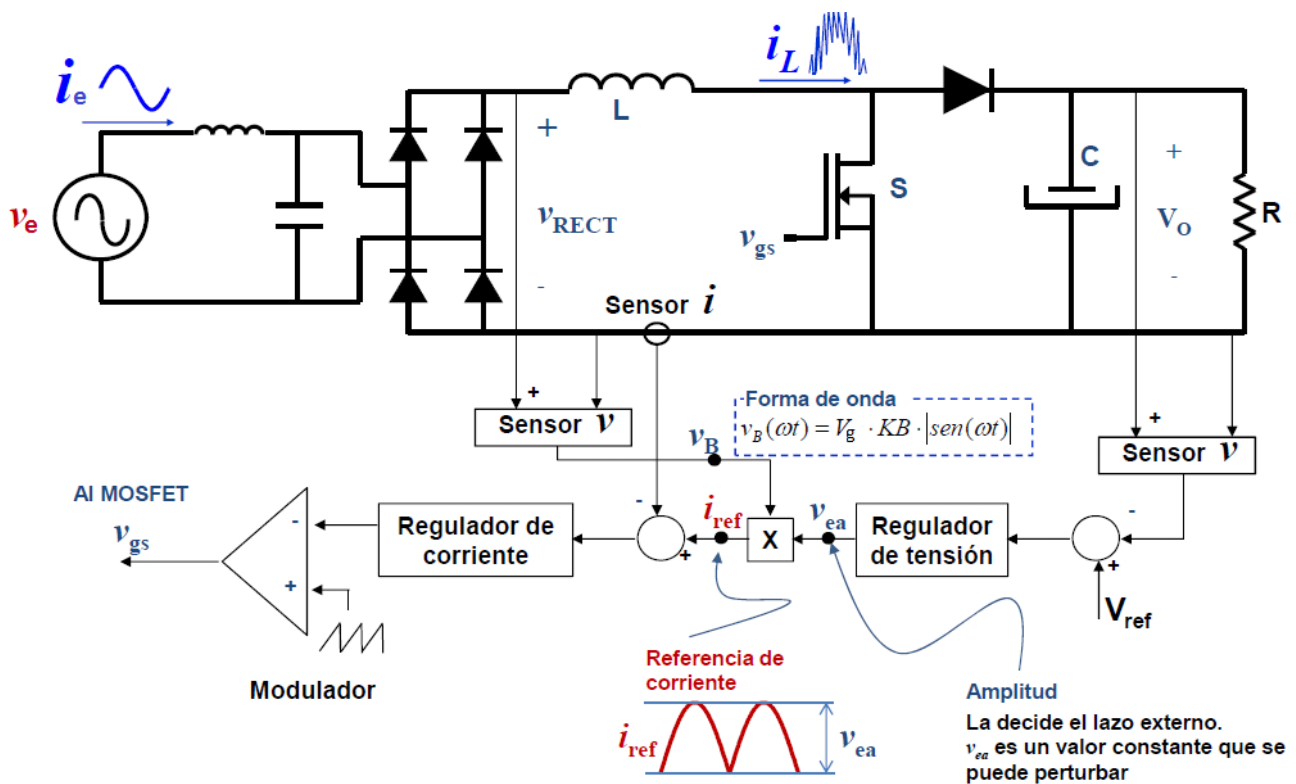


Figura 6.4: Estructura de un CFP. Lazos de control.

El regulador de corriente debe proporcionar un gran ancho de banda al lazo de corriente, para que el valor medio de la corriente en la bobina pueda seguir a la referencia de corriente, una sinusoidal rectificada [14]. Para un valor de  $i_{ref}$  de 100Hz el ancho de banda típico está situado entre 10kHz y 15kHz.

#### 6.4.2.1.2 Lazo externo o de tensión.

Es el encargado de ajustar la amplitud de la corriente de referencia. Si la amplitud es insuficiente, la tensión de salida estará por debajo de la tensión de referencia y el regulador de tensión corregirá dicha amplitud. Se ocupa también del filtrado de la tensión de salida que como se mencionó anteriormente oscila a una frecuencia de . Si este rizado pasa a  $V_{ea}$  la referencia de corriente puede quedar distorsionada.

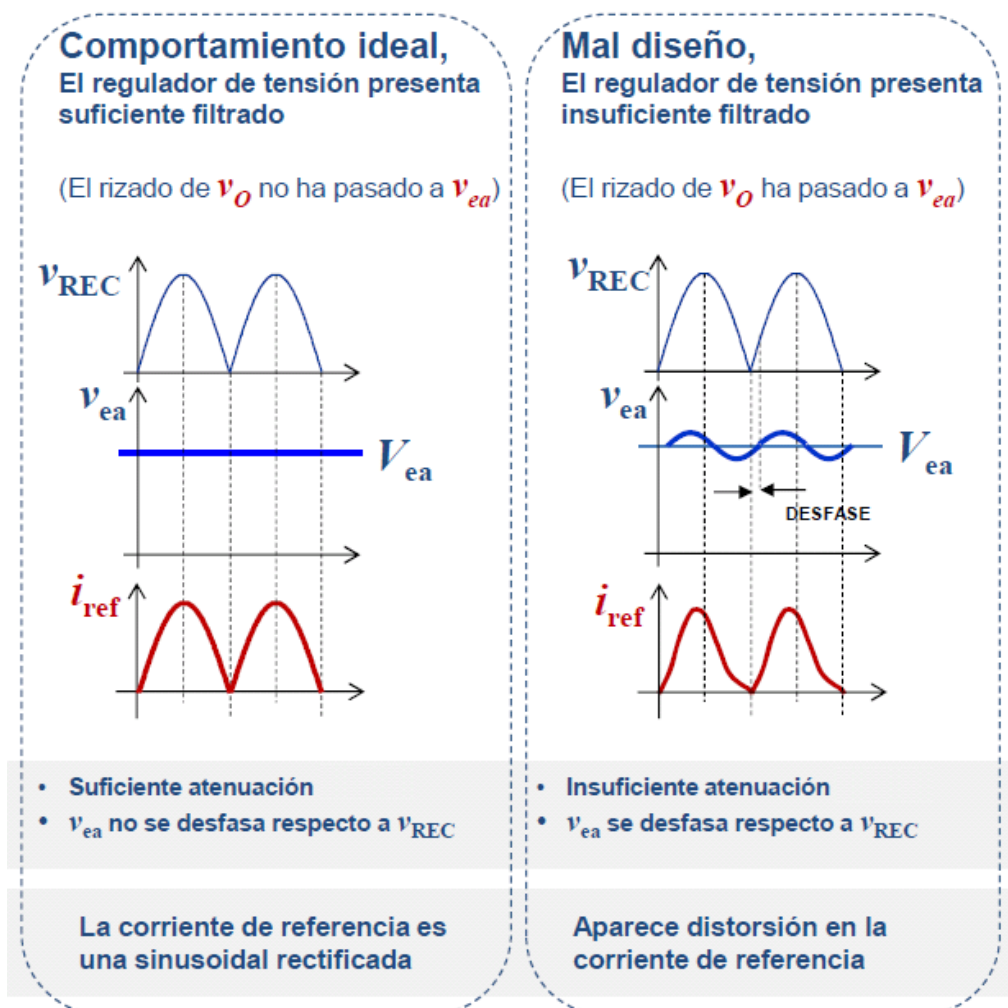


Figura 6.5: Efectos del filtrado del regulador de tensión.

La Figura 6.5 muestra los efectos que puede producir el regulador de tensión. Como se puede apreciar con una atenuación insuficiente en el regulador el rizado pasa a  $V_{ea}$  y de esta a la corriente de referencia. Típicamente para un valor de  $i_{ref}$  de 100Hz la frecuencia de cruce del regulador externo o de tensión es de 10Hz.

#### 6.4.2.2 Modelado de la etapa de control:

##### 6.4.2.2.1 Lazo interno o de corriente

Partiendo del modelo promediado del convertidor elevador mostrado en la Figura 6.6:

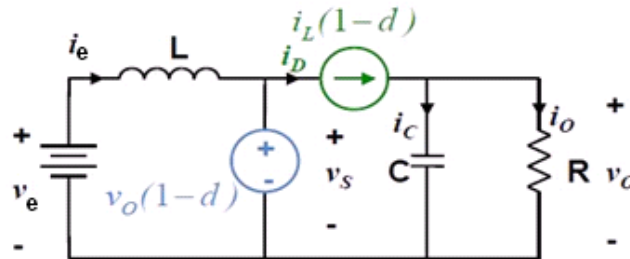


Figura 6.6: Modelo promediado del convertidor elevador.

Sabiendo que la amplitud de la corriente de entrada  $I_e$  es controlada con la señal  $V_{ea}$  y esta varía muy lentamente ya que su ancho de banda es muy pequeño en comparación con el ancho de banda del lazo de corriente, se considera que la perturbación en  $v_e$  es nula [14], y por lo tanto:

Teniendo en cuenta esto, a 15kHz solo presenta dinámica la bobina del elevador, por lo que su modelo promediado queda como muestra la Figura 6.7:

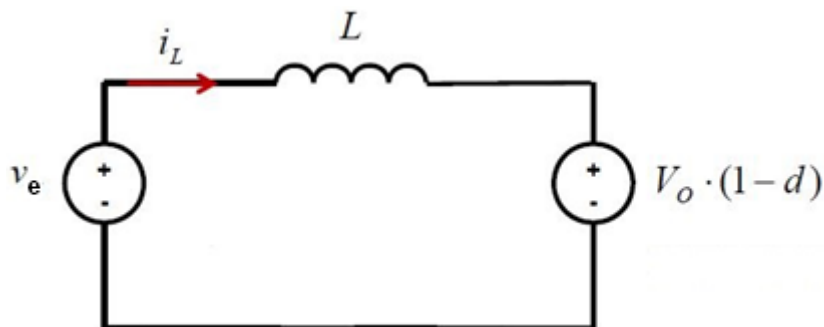


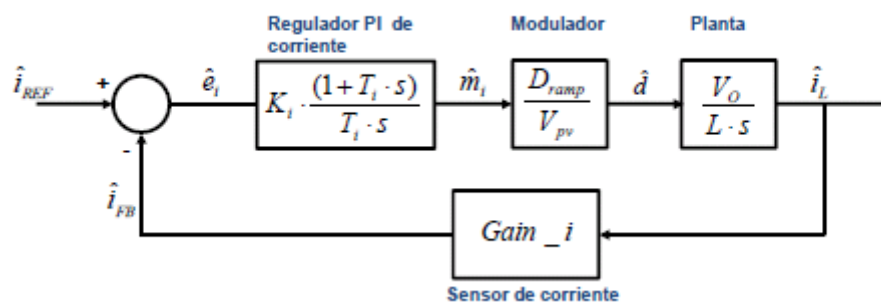
Figura 6.7: Modelo promediado del convertidor elevador: lazo de corriente.

Utilizando la ecuación característica de la bobina:

Linealizando y perturbando:

Para calcular se tomará

La Figura 6.8 muestra el diagrama de bloques completo del sistema, donde se ha utilizado un regulador PI como ejemplo de regulador de corriente.



**Figura 6.8: Diagrama de bloques del lazo interno.**

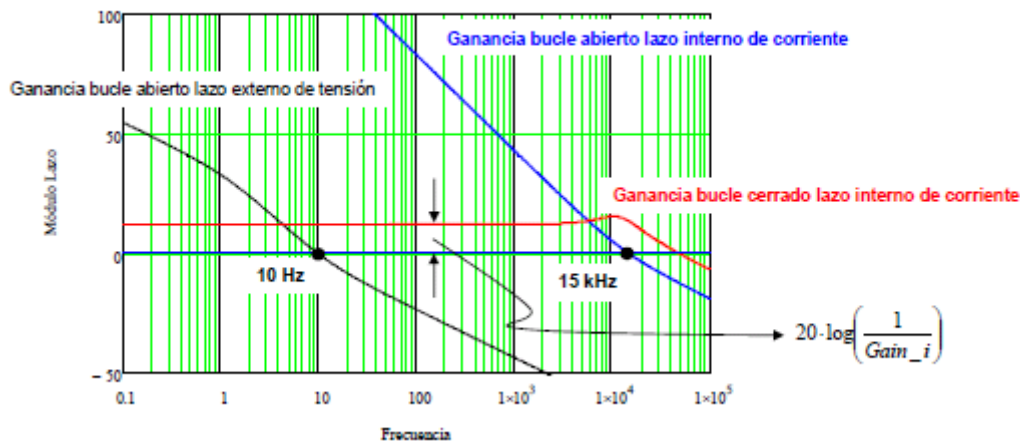
La obtención de la función de transferencia del modulador se obtuvo en “4.3.3 Modelado del bloque modulador”. Por lo tanto, el lazo en bucle abierto del sistema es:

A la hora de diseñar este regulador, como anteriormente se indicó, el objetivo es que la corriente siga bien una referencia sinusoidal rectificada. Esto quiere decir que la relación entre la referencia y la variable controlada es una constante y se consigue con una gran ganancia del lazo:



#### 6.4.2.2.2 Lazo externo o de tensión.

El lazo externo o de tensión en el encargado de asegurar una tensión constante y fija a la salida del CFP. Para hallar el modelo promediado del lazo externo se ha de tener en cuenta el lazo interno. A la frecuencia de cruce del lazo externo de tensión, el lazo de corriente se comporta como una constante ya que su ancho de banda es mucho mayor (Ver Figura 6.9). Esta constante es su ganancia en bucle cerrado, por lo que a la frecuencia de cruce del lazo externo se cumple que:



**Figura 6.9: Ganancia en lazo cerrado del bucle interno a la frecuencia de cruce del bucle externo.**

Para que se produzca una perturbación dinámica de la tensión de salida, el valor medio de la corriente  $I_C$  ha de variar.  $V_O$  variará si la corriente media que se inyecta al condensador ( $I_D - I_O$ ) varía. En caso contrario el condensador tiene una tensión de salida absolutamente constante. Por lo tanto, el modelo promediado de la planta de tensión se obtiene del balance de potencia activa, o lo que es igual, de la corriente media que se inyecta al condensador:

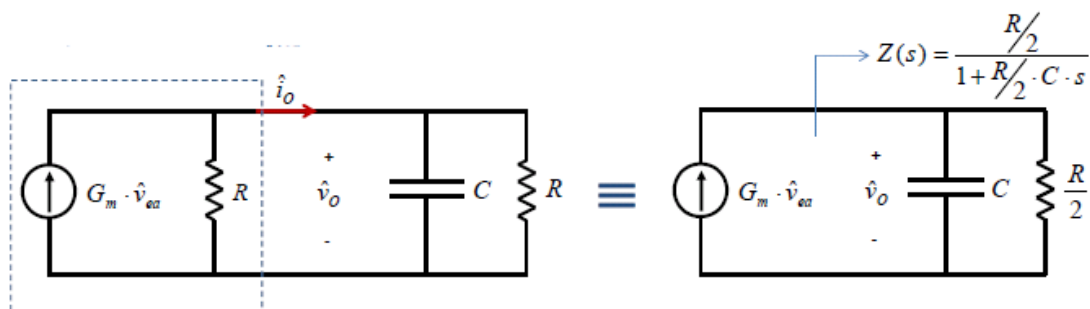
Se puede decir (en valores eficaces):

En cuanto al multiplicador, siendo KB la constante del multiplicador y continua, se puede decir que:

Finalmente despejando se obtiene la ecuación característica del promediado del lazo externo:

Linealizando y perturbando, teniendo en cuenta que para obtener , se obtiene:

Si se conecta a la celda RC se obtiene (Ver Figura 6.10):



**Figura 6.10: Conexión final a la celda RC**

Y finalmente se obtiene la función de transferencia de la planta del lazo externo de tensión:



Los objetivos del lazo de tensión son los siguientes:

- Conseguir una corriente con la menor distorsión posible
- Regular  $V_o$ .
- Obtener la respuesta más rápida posible.
- Asegurar la estabilidad en todos los casos

Dependiendo de las especificaciones se elegirá el regulador más adecuado.

#### 6.4.2.2.1 Comparación entre PI y SP

El condensador situado a la salida del CFP introduce un retraso en la tensión de  $90^\circ$  respecto de la corriente. Si el rizado de  $i_a$  está en fase (o contrafase) con  $i_r$ , la referencia de corriente  $i_r$ , producto de  $i_a$  con  $i_r$ , será simétrica y la corriente de red no presentará distorsión.

Para elegir el regulador, se va a realizar una comparación previa entre dos de los reguladores más simples, pero que cumplen en la gran mayoría de los casos los requisitos.

El regulador PI por un lado, no introduce fase a la frecuencia pulsante de la onda rectificada por lo que los  $90^\circ$  introducidos por el condensador no son rectificadas provocando distorsión en la referencia. Por otro lado, este regulador presenta alta ganancia a bajas frecuencias lo cual es fundamental para alcanzar de una manera satisfactoria la tensión deseada en la salida.

El regulador SP ("Single Pole" del inglés, polo único) introduce un desfase de  $-90^\circ$  lo que hace que el rizado de  $i_a$  este perfectamente en fase con la tensión rectificada, lo que evita el desfase introducido por el condensador. Sin embargo, este regulador presenta baja ganancia a bajas frecuencias, lo que produce que la tensión de salida esté sujeta a esta ganancia.

La Figura 6.11 muestra las principales características de estos dos reguladores:

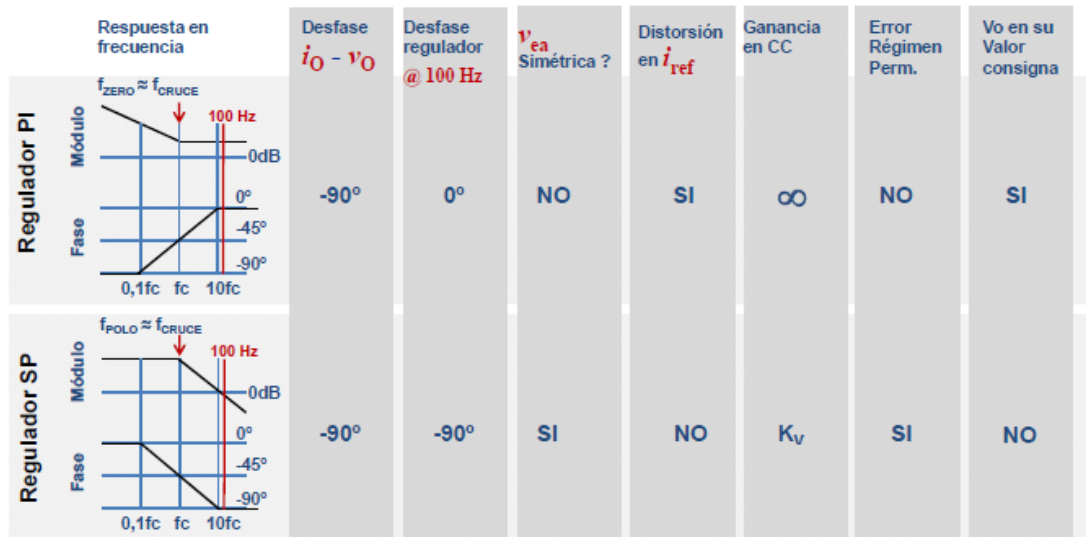


Figura 6.11: Comparación de los reguladores PI y SP

Dependiendo de las especificaciones de diseño, se elegirá un PI o un SP.

### 6.5 Especificaciones técnicas.

A continuación se indican las condiciones de funcionamiento que debe cumplir el corrector de factor de potencia. Partiendo de estas se aborda el diseño de este bloque. Las condiciones son:

- Tipo de convertidor CC/CC: Convertidor elevador “Boost”
- Rango de potencias de funcionamiento:
  - $P_{max} = 250W$
  - $P_{min} = 125W$
- Rango de tensiones de entrada (rms):
  - $V_{eMax} = 130V$
  - $V_{eMin} = 100V$
- Tensión de salida = 270V
  - Error estático < 15%
  - Error dinámico < 20%
- Frecuencia de conmutación
- Modo de operación: Modo de conducción continuo MCC
- Estrategia de control: Control por corriente promediada.
- Observaciones:
  - Se ha de priorizar un bajo contenido armónico en la corriente de entrada.

## 6.6 Diseño de la etapa de potencia.

En este apartado se procede a elegir los componentes más adecuados para asegurar un buen funcionamiento.

### 6.6.1 Cálculo de la bobina

La bobina es un elemento fundamental en el sistema ya que es la que decide el modo de conducción. Como se comentó anteriormente se elige una bobina suponiendo que la tensión de entrada es una tensión continua de valor igual al máximo valor de la tensión sinusoidal de entrada. A la hora de elegir el punto de trabajo, se eligen las peores condiciones estáticas para asegurar un buen funcionamiento.

—

De donde se obtiene que  $V_{DS}$  será mínima cuando  $V_{GS}$  sea mínima y  $V_{DS}$  máxima.

Si  $V_{GS} = V_{GSmin}$  y

Se obtiene el ciclo de trabajo sabiendo que  $V_{GS} = V_{GSmin}$  y

\_\_\_\_\_

Se considera

\_\_\_\_\_

Se elige un valor ligeramente superior para asegurar un buen funcionamiento:

### 6.6.2 Cálculo del condensador de salida.

Tal y como se exige en las especificaciones de diseño se ha de elegir la capacidad del condensador para que el rizado en la tensión de salida sea menor a un 10%. Sabiendo que la amplitud de la onda de la tensión en el condensador es igual a:

— ———

Se escoge el condensador para que el valor pico a pico no supere el 10%. A la hora de elegir las condiciones más desfavorables se elige  $P = 250 \text{ W}$ :

—————

Se elige un condensador ligeramente mayor para asegurar un buen funcionamiento:

## 6.7 Diseño de la etapa de control

A continuación, utilizando el software SmartCtrl se va a realizar el análisis de las funciones de transferencia de ambos lazos y a elegir los reguladores más adecuados.

### 6.7.1 Lazo interno o de corriente

En las Figura 6.12 y en la Figura 6.13 se muestran la ganancia y la fase respectivamente de la planta de corriente (en color verde) y la función de transferencia en bucle abierto (en color rosa). Para obtener estas figuras se ha elegido una tensión de entrada inicial de 130V y una potencia de 250W, siendo estas las peores condiciones para calcular el regulador.

El regulador de corriente debe proporcionar un gran ancho de banda al lazo de corriente, para que el valor medio de la corriente en la bobina pueda seguir a la referencia de corriente, una sinusoidal rectificada.

Siendo esta la principal consideración a tener en cuenta, se elige un regulador PI ya que es el regulador más simple que cumple con los requisitos. Los valores elegidos de margen de fase y de frecuencia de corte son:

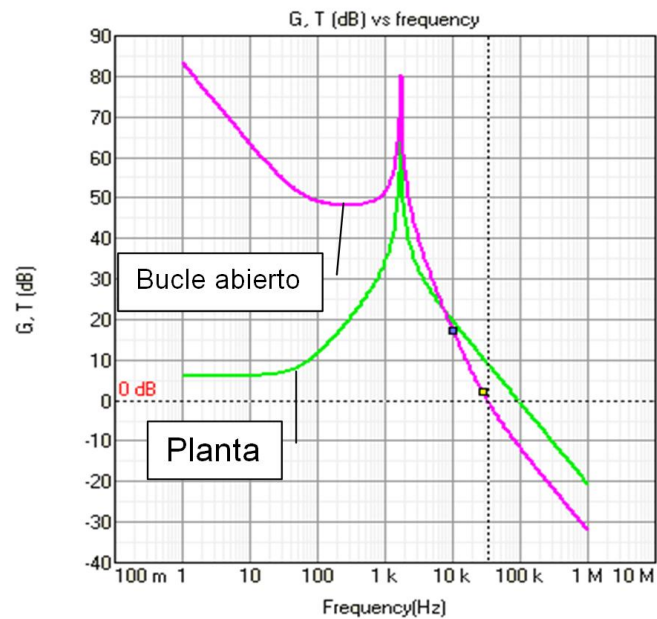


Figura 6.12: Ganancia de la planta en corriente y FTD en bucle abierto.

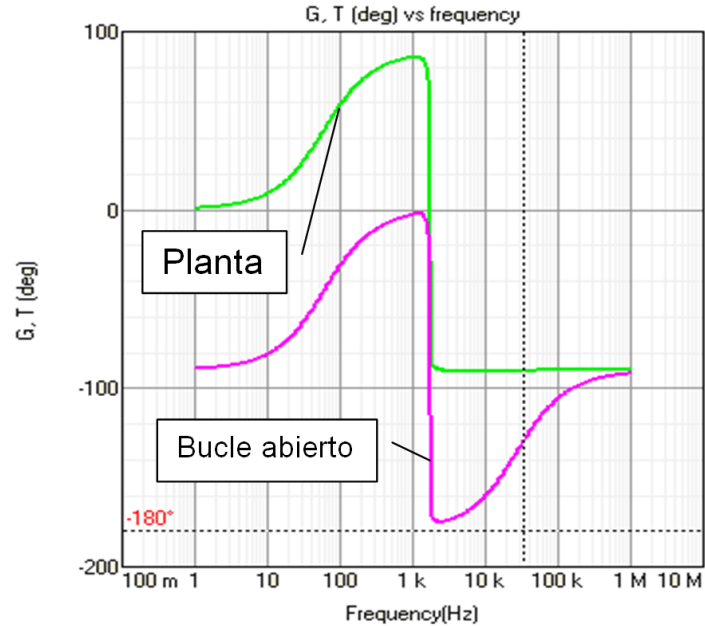


Figura 6.13: Fase de la planta en corriente y FTD en bucle abierto.

### 6.7.2 Lazo externo o de tensión

En la Figura 6.14 y en la Figura 6.15 se muestran la ganancia y la fase respectivamente de la planta de tensión (en color verde) y la función de transferencia en bucle abierto (en color rosa). Se han mantenido los valores iniciales utilizados para calcular el lazo de corriente.

Las especificaciones indican que hay que priorizar un bajo contenido armónico en la corriente de entrada por encima de asegurar una tensión fija en la salida. Según la comparación realizada en el apartado 6.4.2.2.2.1 “Comparación entre PI y SP”, el regulador Single Pole es el que mejor satisface las necesidades. El margen de fase y la frecuencia de corte se han elegido de manera que el sistema cumple con las especificaciones de régimen dinámico. (Error dinámico < 15%). Los valores obtenidos son los siguientes:

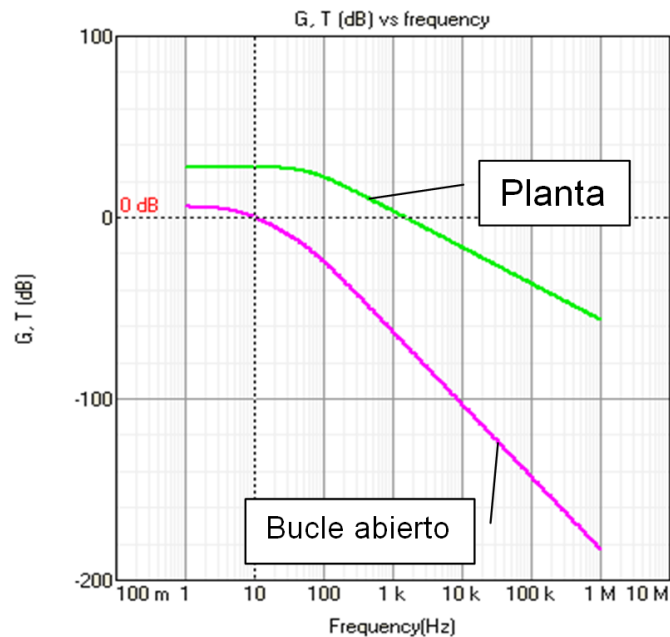
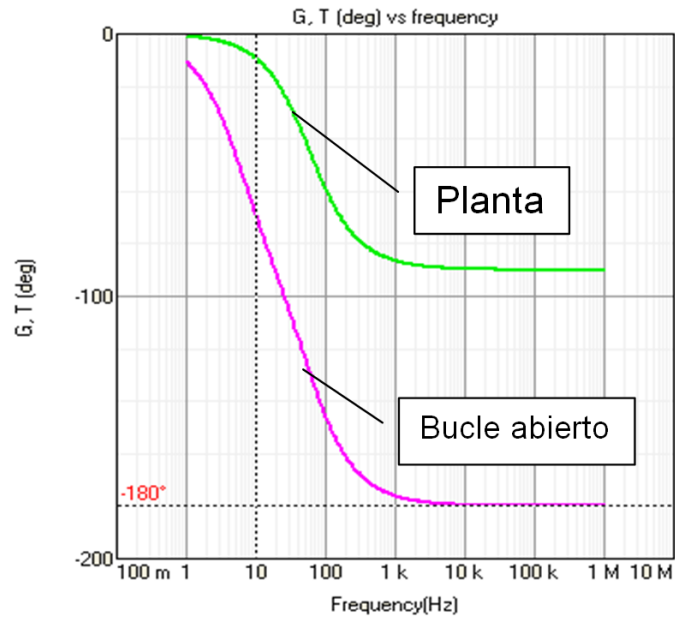


Figura 6.14: Ganancia de la planta en tensión y FTD en bucle abierto.





**Figura 6.15: Fase de la planta en tensión y FTD en bucle abierto.**

### 6.8 Simulaciones.

En las siguientes simulaciones se ha elegido una tensión de entrada de 115V 400Hz consumiendo la carga una potencia de 250W. En la Figura 6.16 se muestra el esquemático usado y en la Figura 6.17 muestra la corriente de entrada.

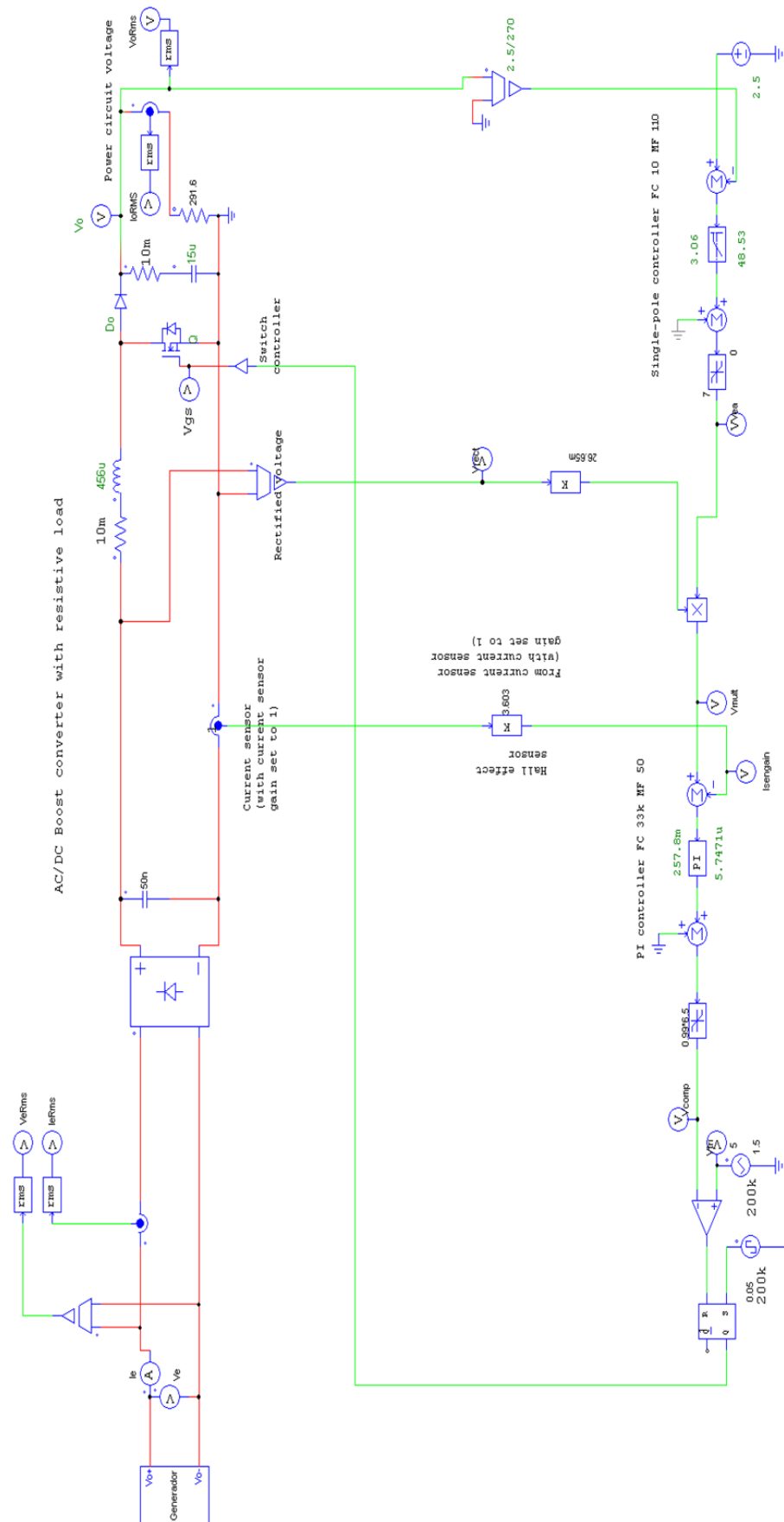
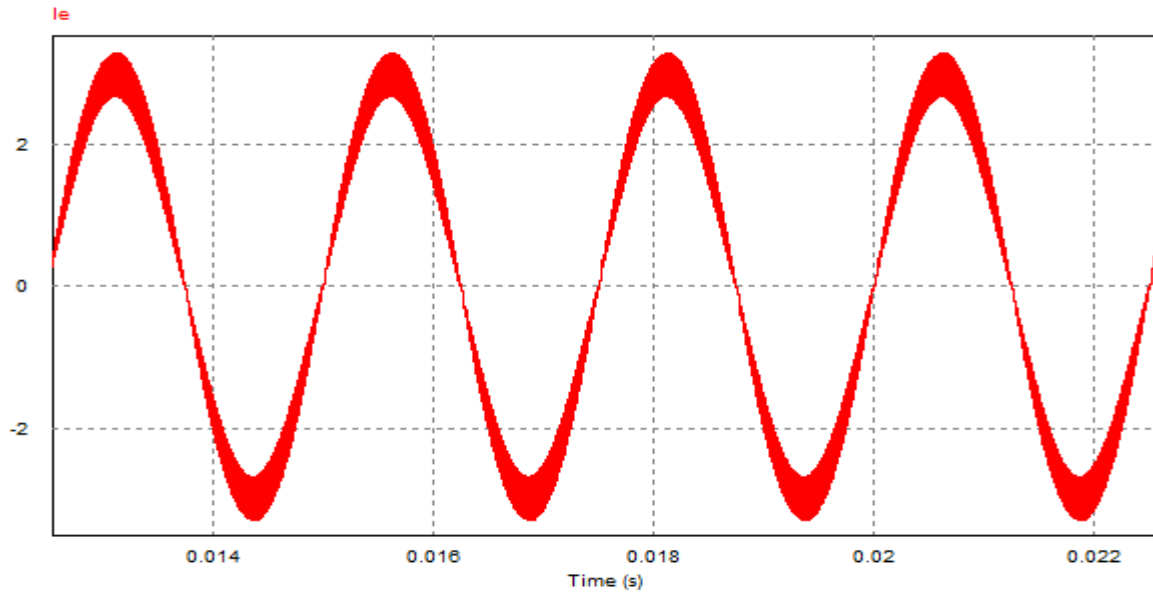
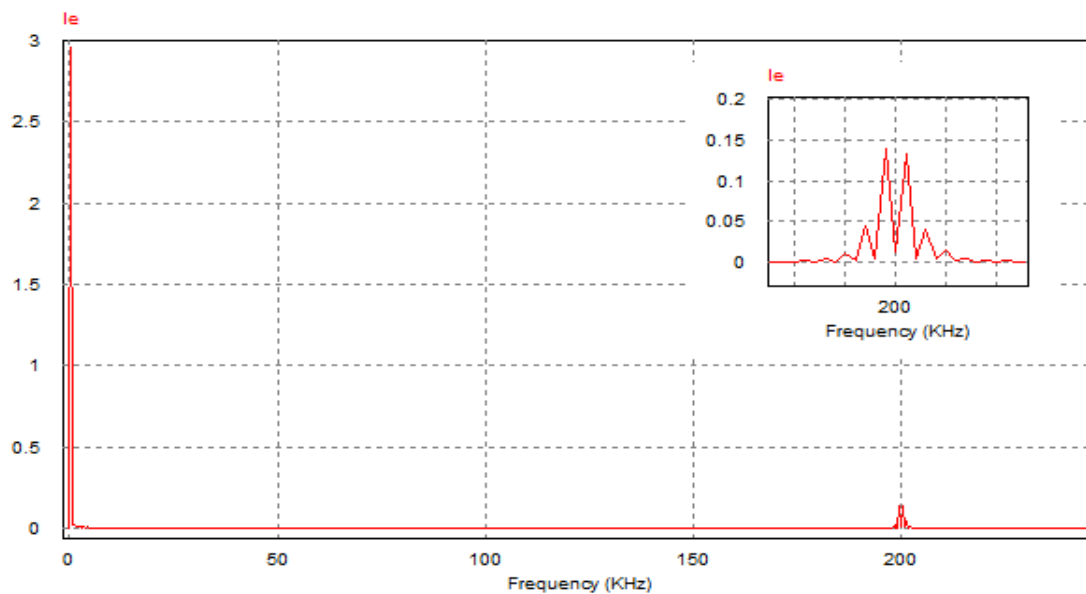


Figura 6.16: Corrector de factor de potencia en Psim.



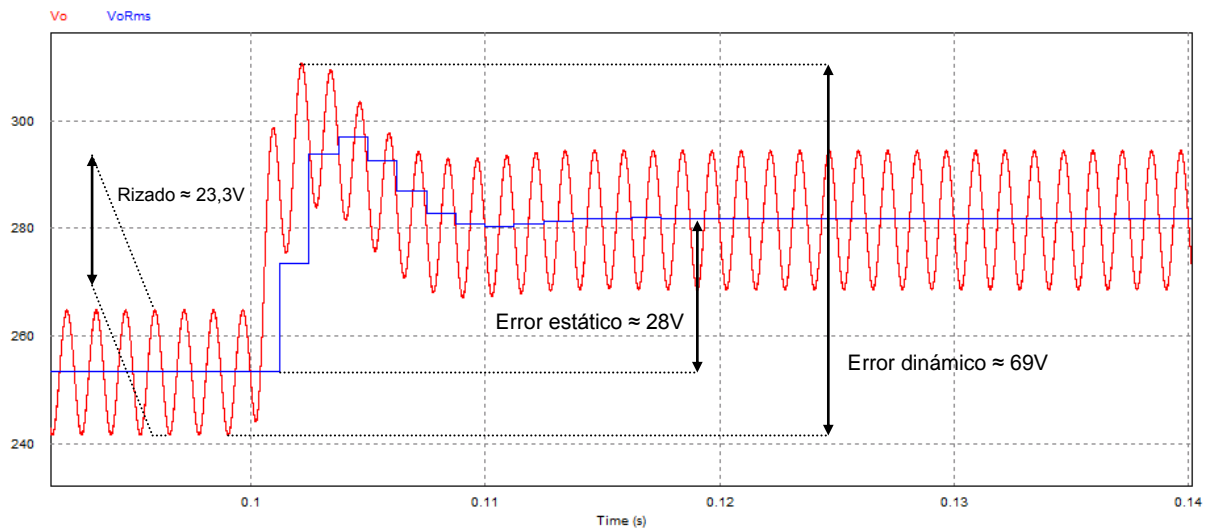
**Figura 6.17: Corriente de entrada del CFP**

Se obtiene un contenido armónico a la frecuencia de conmutación, el cual se muestra en la corriente de entrada como un rizado en la onda. En la Figura 6.18 se observa este contenido armónico.



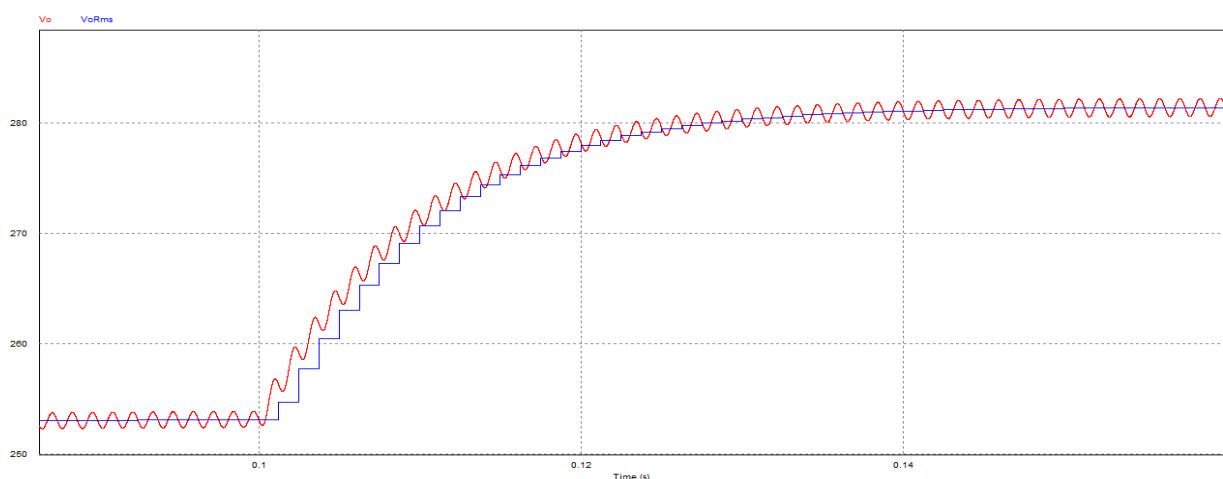
**Figura 6.18: FFT corriente de entrada CFP**

La salida del sistema ante un escalón de entrada de 30V (100-130V) es la representada en la Figura 6.19:



**Figura 6.19: Tensión de salida del CFP ante un escalón.**

Se observa que se obtiene un error estático y un rizado menor al de las especificaciones. Al haber utilizado un regulador Single Pole la tensión de salida varía con el escalón ya que este regulador ofrece poca ganancia a frecuencias bajas. El error dinámico es ligeramente alto ya que en la simulación Figura 6.19 no se tiene en cuenta que en las simulaciones del capítulo 7 se incluye un condensador de línea de 220  $\mu\text{F}$  aguas abajo. La Figura 6.20 muestra la simulación añadiendo dicho condensador. Se observa que el rizado se ve reducido al aumentar el valor de la capacidad equivalente de salida del filtro de salida del corrector de factor de potencia y debido a esto el error dinámico se reduce a 30V.



**Figura 6.20: Tensión de salida del CFP ante un escalón (Condensador de línea incluido).**

## 7 Estudio de la influencia de las CPLs en la red de distribución de potencia eléctrica de un avión.

---

### 7.1 Introducción

En este capítulo se estudian algunas de las diferentes configuraciones en las que una CPL se puede conectar a la red de potencia eléctrica de un avión, analizando cual es la opción que mejor cumple los requerimientos así como las ventajas y desventajas de esta. El estudio se centra en la búsqueda de las peores condiciones de respuesta de los distintos sistemas ante escalones en la tensión de entrada. Estos escalones se producen en diferentes instantes en un periodo. La finalidad es conocer las peores condiciones para en un futuro poder calcular las protecciones adecuadas y así poder proteger los circuitos de posibles sobrecorrientes.

Las configuraciones que se van a estudiar a continuación son las siguientes:

- CPL con bloque rectificador en redes de corriente alterna.
- Convertidor elevador con control de corriente en la bobina + CPL en redes de corriente alterna.
- Filtro de entrada + Corrector de factor de potencia + CPL en redes de corriente alterna.
- CPL en redes de HVDC a 270V.

Para todos los casos mostrados a lo largo de este capítulo se utilizan una inductancia de línea  $20\mu\text{F}$  y una resistencia de línea de  $20\text{m}\Omega$  simulando los efectos producidos por 20m de cable ( $1\text{m}$  de cable  $=1\mu\text{F}$ ,  $1\text{m}\Omega$ ).

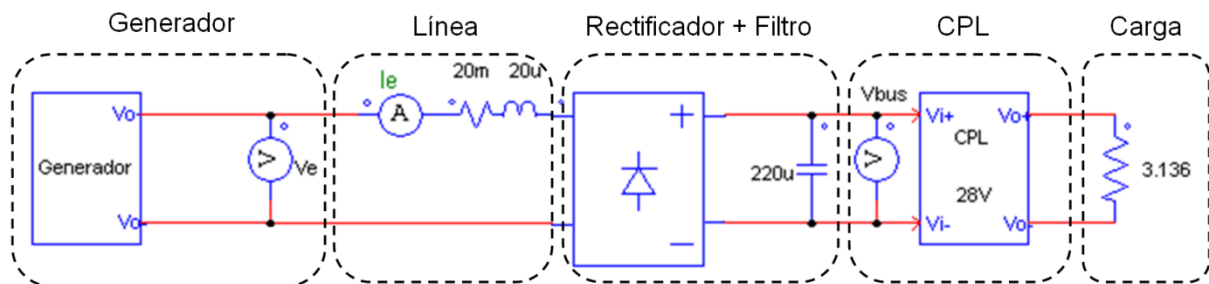
Nota: El condensador de entrada de la CPL calculado en el apartado 4.5.3 “Cálculo del condensador de entrada.” únicamente será utilizado en el capítulo 7 en el apartado 7.5 “CPL en redes de HVDC a 270V” ya que en el resto de apartados de este capítulo existe un valor de capacidad de línea de  $220\mu\text{F}$ . Para estos apartados se ha considerado que utilizando con un condensador de entrada para la CPL de  $10\mu\text{F}$  la capacitancia equivalente en la línea es suficientemente grande.

### 7.2 CPL con bloque rectificador en redes de corriente alterna.

Esta configuración está formada por un bloque rectificador de onda completa seguido de un condensador antes de la CPL. De esta manera se consigue que la tensión alterna obtenida de la

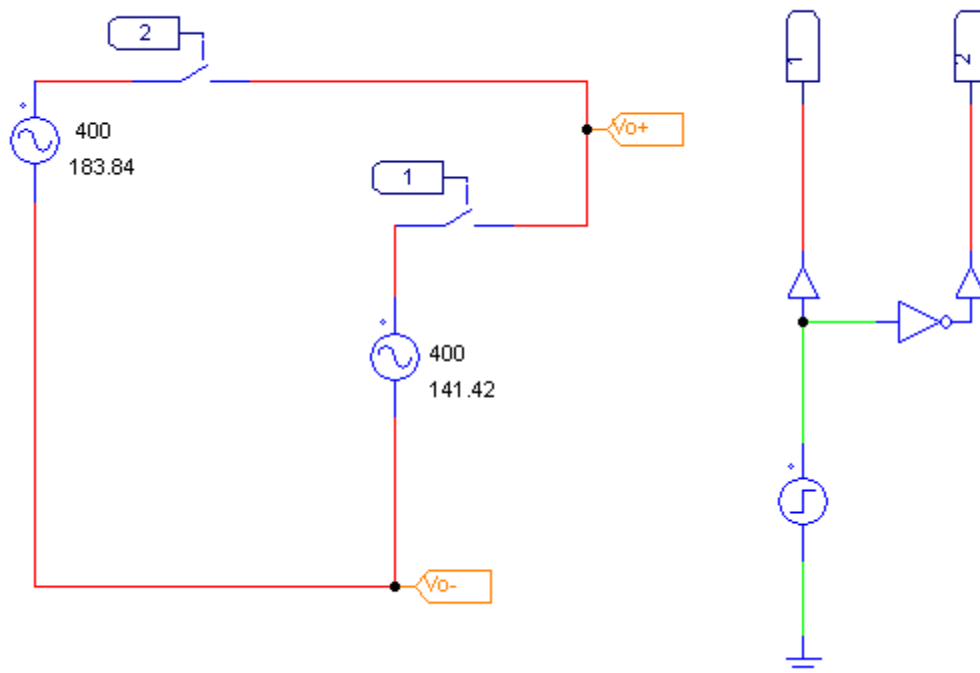
red llegue a la CPL de forma parecida a tensión continua con un pequeño rizado (producido por la carga y descarga del condensador).

El sistema que se va a estudiar está formado por un bloque generador, un bloque rectificador seguido de un condensador de línea ( $220\mu\text{F}$ ) y la carga de potencia constante diseñada en el capítulo 4, como se muestra en la Figura 7.1.



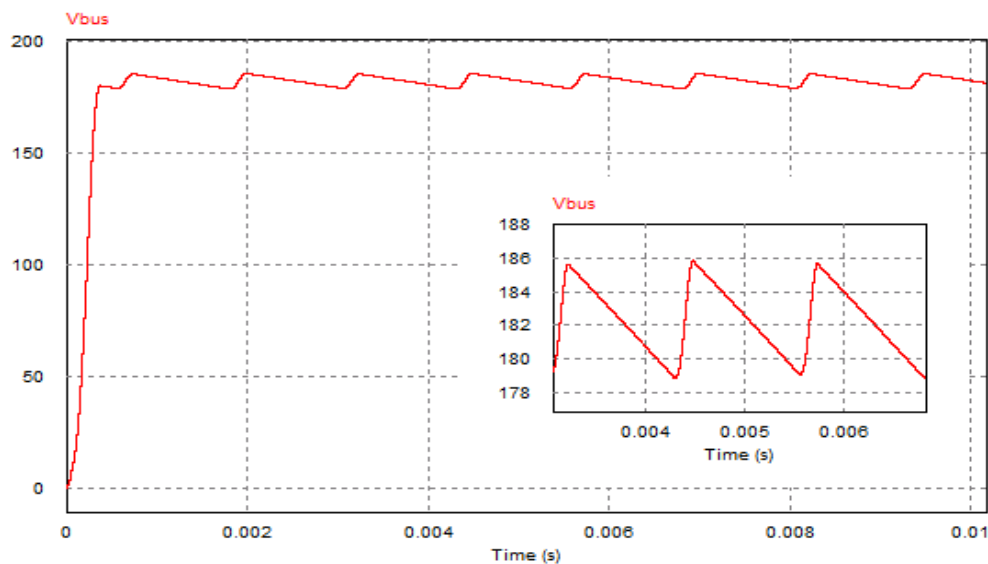
**Figura 7.1: Esquema simplificado de una CPL con bloque rectificador en una red de corriente alterna.**

El bloque generador incluye la posibilidad de aplicar escalones de tensión. Está compuesto por un bloque de alimentación de corriente alterna en el cual se puede configurar el momento en que se desea realizar el escalón de tensión y la magnitud del escalón. La Figura 7.2 muestra este bloque.



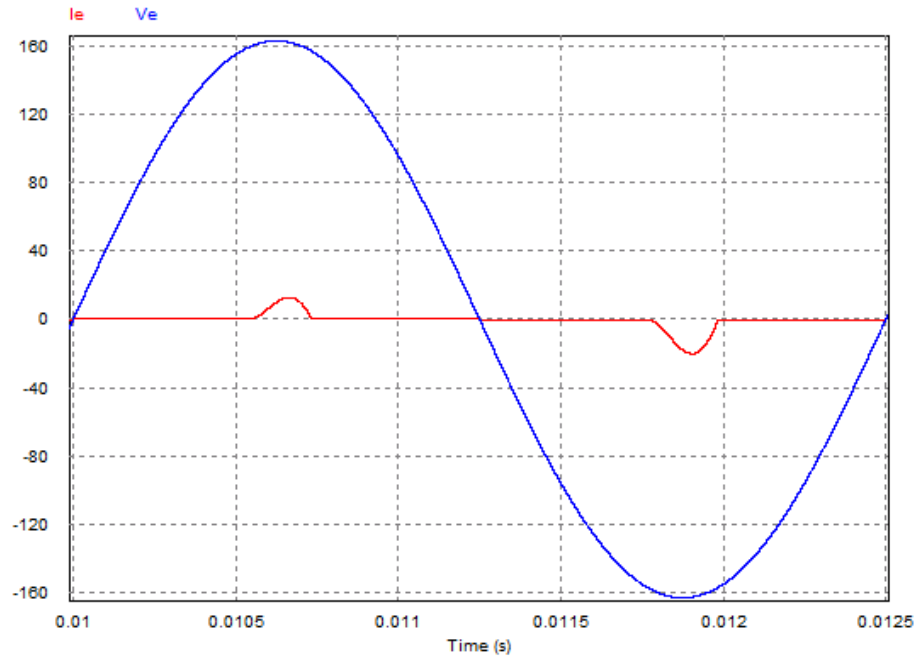
**Figura 7.2: Esquema del generador.**

La tensión que alimenta la CPL es la que proviene del condensador situado después del bloque rectificador, a la cual se le llama en la Figura 7.1 “Vbus”. El rizado de esta tensión depende de la capacidad del condensador, pues tardará más o menos en cargarse y descargarse. Esta tensión se observa en la Figura 7.3 (Se ha elegido como tensión de entrada 130V RMS 400Hz)



**Figura 7.3: Detalle del rizado de la tensión en el bus.**

La Figura 7.4 muestra el consumo característico de este sistema a estudiar. Se ha utilizado una tensión de entrada de 115V RMS 400Hz y una potencia de 250W.

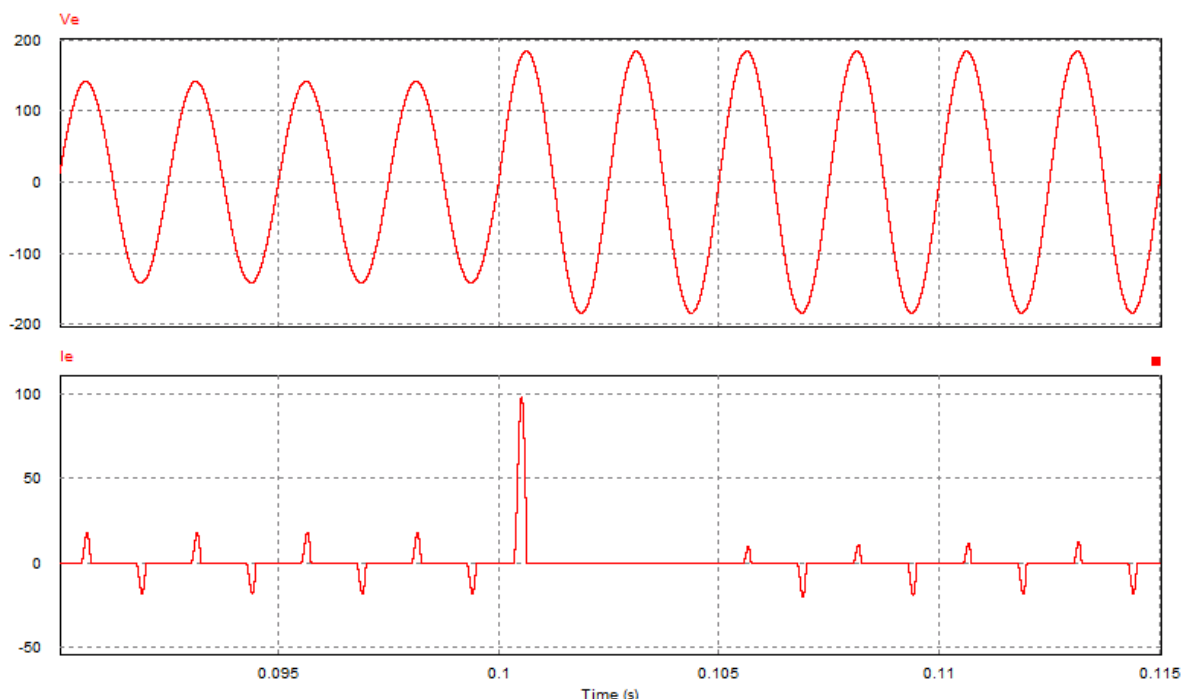


**Figura 7.4: Tensión de entrada (azul) y corriente de entrada (rojo)**

El contenido armónico de la corriente de entrada es muy elevado ya que solo se consume corriente en los instantes en los que el condensador se está cargando.

A continuación se estudia cómo influye la potencia que consume la carga en la corriente de entrada cuando se somete al sistema a un escalón de subida de tensión de entrada. El escalón elegido es de 100-130V RMS 400 Hz y se realiza cuando la tensión de entrada pasa por cero. En la Figura 7.5 se observa la corriente de entrada del sistema habiéndose elegido una potencia de 250W.





**Figura 7.5 : (1) Tensión de entrada (2) Corriente de entrada ante un escalón de subida.**

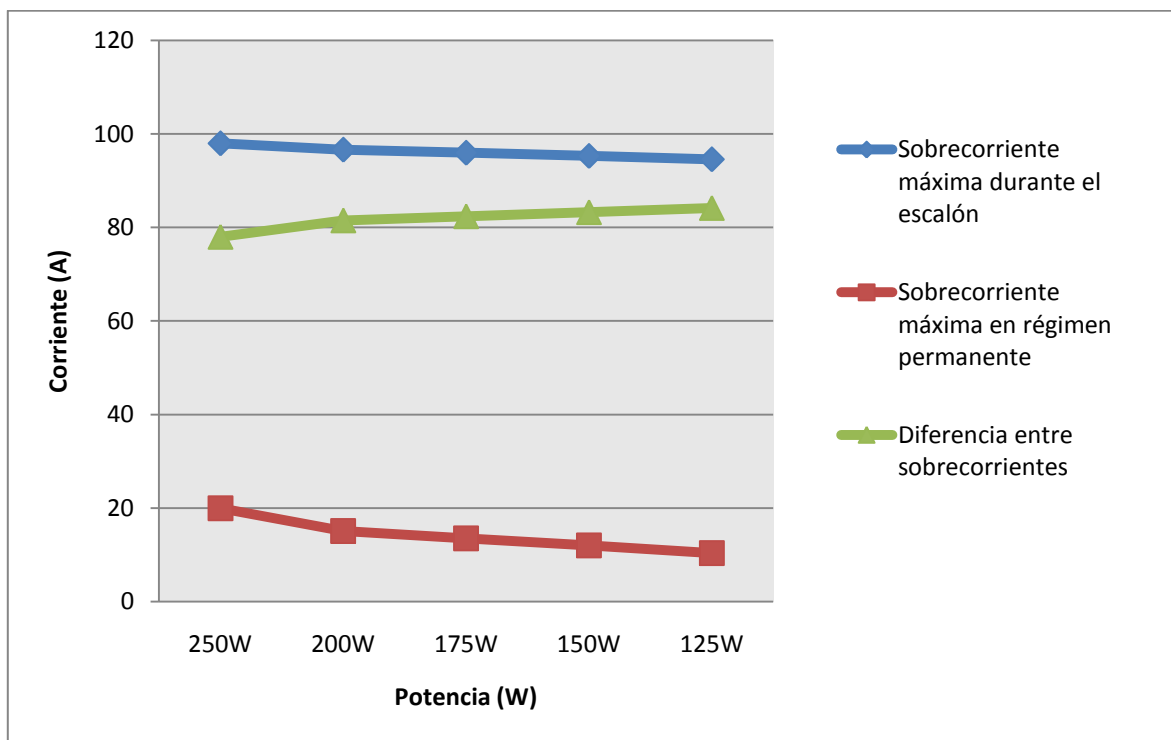
La sobrecorriente producida en el semiciclo en el que se produce el escalón es debida a una variación brusca de tensión en el condensador de línea. Esta sobrecorriente corresponde a la sobrecorriente para la cual deben ser calculadas las protecciones, ya que puede causar problemas en el resto de elementos del sistema.

Se procede a realizar el ensayo para diferentes potencias en el rango de 125W a 250W. Los resultados se muestran en la Tabla 7.1 y la Figura 7.6.

Magnitud del Salto	Potencia de la Carga	Sobrecorriente máxima durante el escalón	Sobrecorriente máxima en régimen permanente	Diferencia entre sobrecorrientes
100-130V RMS	250W	97,97 A	19,98 A	77,99 A
100-130V RMS	200W	96,62 A	15,11 A	81,51 A
100-130V RMS	175W	95,96 A	13,56 A	82,4 A
100-130V RMS	150W	95,28 A	12 A	83,28 A
100-130V RMS	125W	94,57 A	10,39 A	84,18 A

**Tabla 7.1: Variación del pico de corriente en función de la potencia de la carga ante un escalón de subida.**

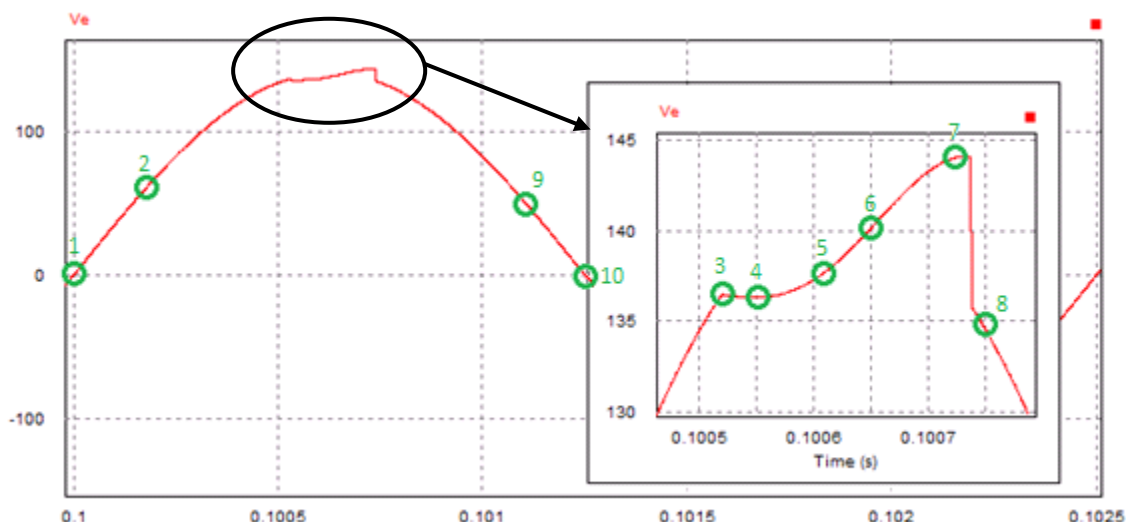
Nota: Sobrecorriente máxima en régimen permanente se refiere las sobrecorriente inmediatamente anteriores al momento del escalón de tensión de entrada.



**Figura 7.6: Influencia de la potencia en la sobrecorriente de entrada producida ante un escalón de subida.**

De los resultados obtenidos se observa que el caso más desfavorable, el que mayor sobrecorriente genera, es el caso en el que la carga es de 250W. También se puede observar que el incremento de sobrecorriente que se produce con respecto a la sobrecorriente en régimen permanente es inversamente proporcional al aumento de potencia.

Se procede a estudiar la influencia del instante en el cual se realice el escalón de **subida** de tensión. Se realiza este ensayo con una potencia en la carga de 250W ya que es la situación más desfavorable. Los instantes de escalón de tensión se muestran en la Figura 7.7 y tanto los instantes como los resultados obtenidos en la Tabla 7.2 .



**Figura 7.7: Tiempos elegidos para aplicar el escalón de tensión de entrada.**

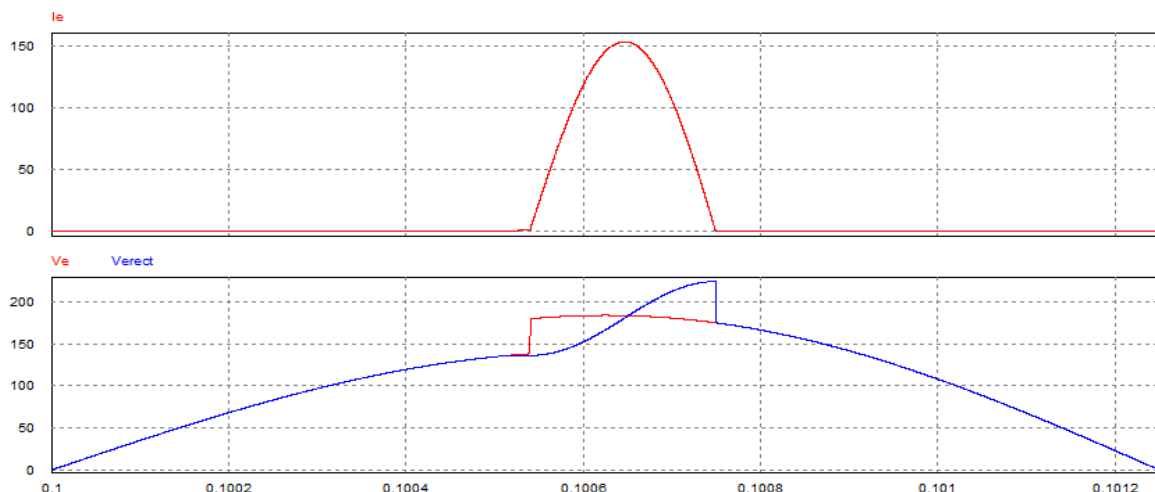
Nota: en la figura se aprecia la carga del condensador debido al efecto de la resistencia y la inductancia de la línea.

Número	Magnitud del salto	Tsalto	Sobrecorriente
1	100-130V RMS	0,1seg	97,97 A
2	100-130V RMS	T1+0,25ms	97,97 A
3	100-130V RMS	T1+0,51ms	149,76 A
4	100-130V RMS	T1+0,54ms	153,13 A
5	100-130V RMS	T1+0,61ms	145,9 A
6	100-130V RMS	T1+0,66ms	125,51 A
7	100-130V RMS	T1+0,73ms	81,53 A
8	100-130V RMS	T1+0,74ms	75 A
9	100-130V RMS	T1+01,15ms	-98,09 A
10	100-130V RMS	T1+01,25ms	-98,09 A

**Tabla 7.2: Variación de la sobrecorriente en función del instante del escalón de subida de tensión de entrada.**

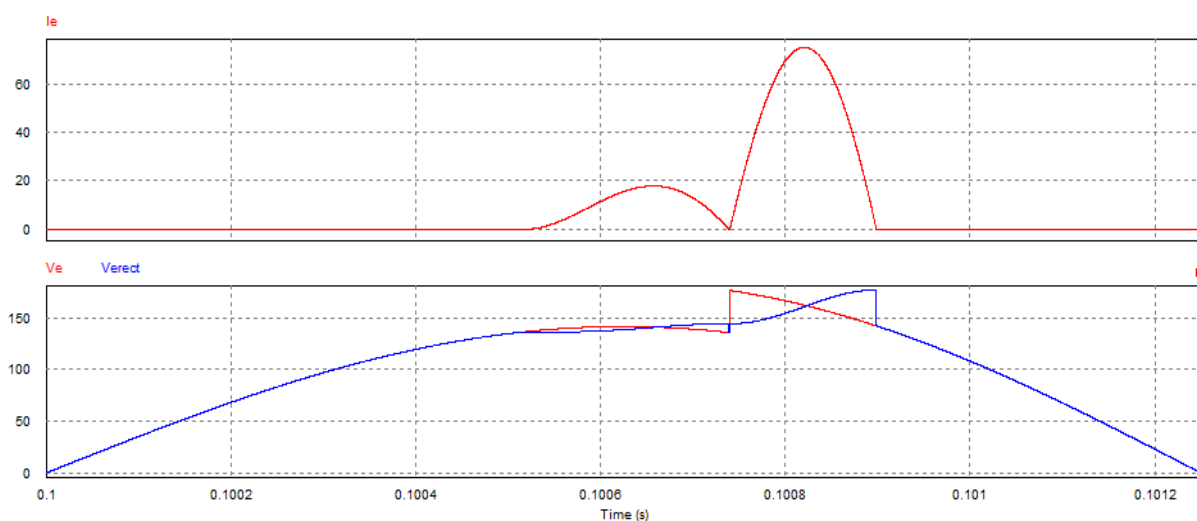
En la Tabla 7.2, que la sobrecorriente sea positiva o negativa quiere decir que la primera sobrecorriente que se produce inmediatamente después del escalón de subida de tensión de entrada es positiva o negativa.

Los casos 4 y 8 son los que dan resultados más extremos. Se procede a estudiar ambos casos empezando por el caso 4. La Figura 7.8 muestra el ensayo realizado.



**Figura 7.8: Tensión de entrada y corriente de entrada del ensayo 4 (Escalón de subida de tensión).**

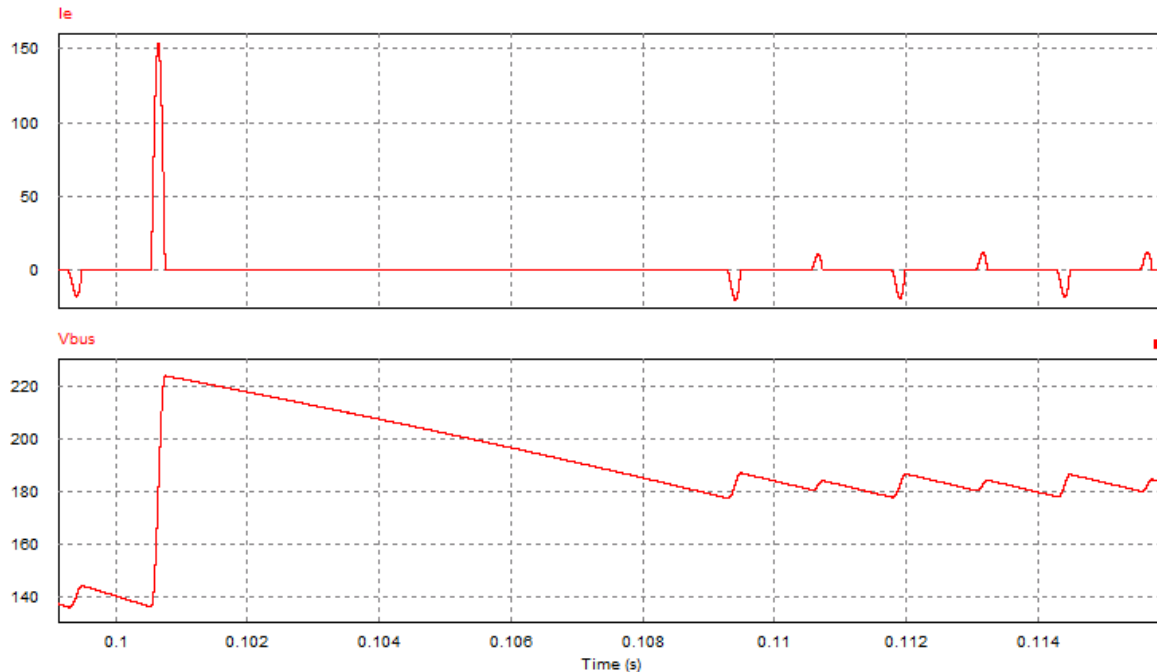
Al elegirse este instante de salto, en el que el condensador está empezando a cargarse, la variación de tensión es mayor que en cualquier otro instante, lo que produce una mayor sobrecorriente. Se procede a estudiar el caso número 8. La Figura 7.9 es resultado del ensayo realizado.



**Figura 7.9: Tensión de entrada y corriente de entrada del caso 8. (Escalón de subida de tensión)**

El consumo en esa mitad de periodo produce dos sobrecorrientes, uno por el consumo habitual de la carga y otro por la sobretensión. Al ser el instante elegido el de máxima carga del condensador, la variación de tensión que se produce en este es la mínima, de ahí que se obtenga la menor sobrecorriente de todos los ensayos.

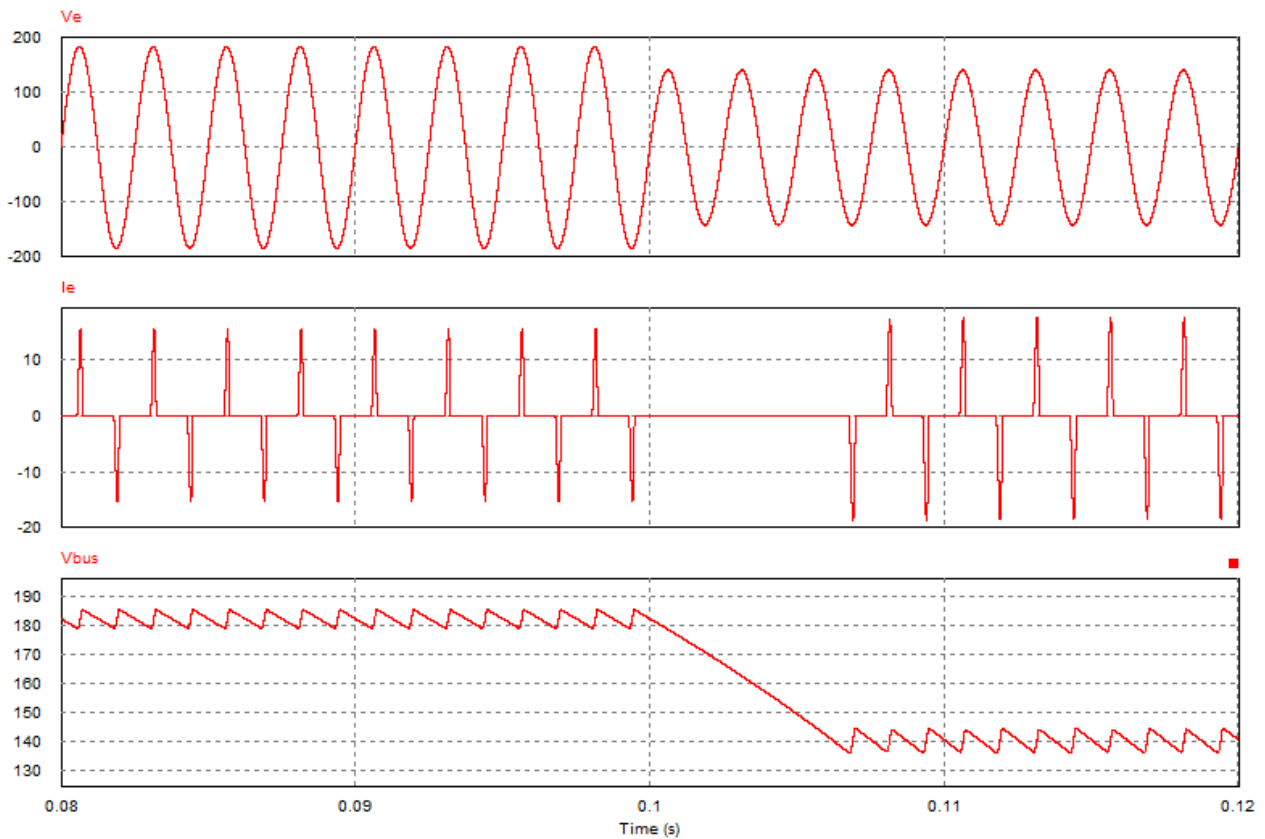
Cabe destacar que después de cada escalón y de la sobrecorriente que conlleva, la demanda de corriente se ve reducida o incluso se hace nula durante cierto tiempo hasta que se estabiliza la tensión en el bus. Este tiempo es mayor cuanto más grande es la sobrecorriente. Se puede ver en la Figura 7.10. La simulación elegida es la del caso 4.



**Figura 7.10: Corriente de entrada y tensión en el bus para el caso 4**

A continuación se procede a estudiar la influencia del instante en el cual se realice el escalón de tensión en esta ocasión de **bajada**.

Se estudia cómo influye la potencia que consume la carga a la corriente de entrada cuando se somete al sistema a un escalón de **bajada** de tensión de entrada. El escalón elegido es de 130-100V RMS 400 Hz y se realiza cuando la tensión de entrada pasa por cero. En la Figura 7.11 se observa la corriente de entrada del sistema habiéndose elegido una potencia de 250W.



**Figura 7.11: Tensión de entrada, corriente de entrada y tensión en el bus para un escalón de bajada de tensión de entrada.**

Se observa que al producirse el escalón de bajada, la corriente se hace nula hasta que el condensador se descarga lo suficiente y la tensión en el bus se estabiliza en el valor deseado. Una vez se produce esta descarga se demanda de la red una sobrecorriente que es el objeto de estudio.

Se procede a realizar el ensayo para diferentes potencias en el rango de 125W a 250W. Los resultados se muestran en la Tabla 7.3 . “T en Off” se refiere al tiempo que permanece el sistema sin demandar corriente a la red después del salto.

Magnitud del Salto	Potencia de la Carga	Sobrecorriente	T en Off
130-100V RMS	250W	-18,7 A	7,42ms
130-100V RMS	200W	-19,4 A	8,53ms
130-100V RMS	175W	19,14 A	10ms
130-100V RMS	150W	-15,88 A	11ms
130-100V RMS	125W	11,84 A	13ms

**Tabla 7.3: Variación de la sobrecorriente y el tiempo en Off ante un escalón de bajada dependiendo de la potencia.**

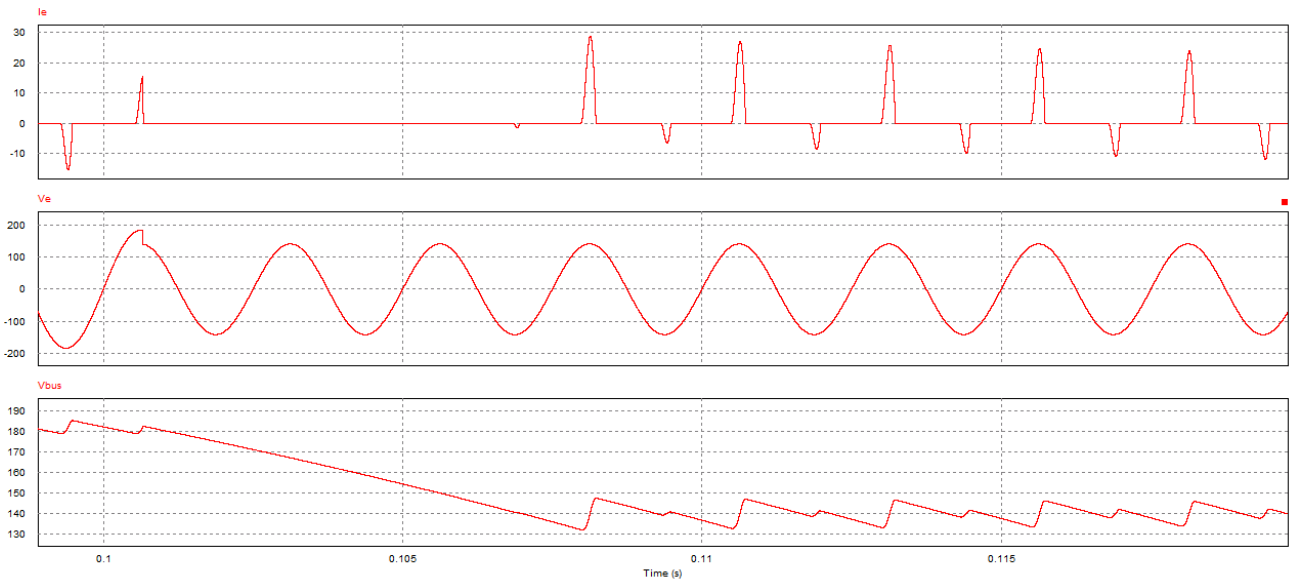
Se observa que los valores de sobrecorriente en modulo no son muy dispares, son valores no relevantes. Esto es debido a que al variar la potencia, la corriente demandada por la carga varía también. Por ello el tiempo que tarda en descargarse el condensador va aumentando según el consumo de corriente por parte de la carga es menor (baja la potencia). Dependiendo de, si en el momento en el que el condensador se descarga la tensión de entrada está en el semiciclo negativo o positivo, la sobrecorriente será negativa o positiva.

Se realiza el estudio de la influencia del momento del salto a una potencia dada. Se elige para este ensayo una potencia en la carga de 250W. Los instantes de salto se muestran en la Figura 7.7 y tanto los instantes como los resultados obtenidos en la Tabla 7.4

Número	Magnitud del salto	Tsalto	Sobrecorriente	T en Off
1	130-100V RMS	0,1seg	-18,7 A	7,38ms
2	130-100V RMS	T1+0,25ms	-18,7 A	7,38ms
3	130-100V RMS	T1+0,51ms	-18,7 A	7,38ms
4	130-100V RMS	T1+0,54ms	-18,86 A	7,38ms
5	130-100V RMS	T1+0,61ms	21,7 A	6,17ms
6	130-100V RMS	T1+0,66ms	28,79 A	6,17ms
7	130-100V RMS	T1+0,73ms	18,7 A	7,38ms
8	130-100V RMS	T1+0,74ms	18,7 A	7,38ms
9	130-100V RMS	T1+01,15ms	18,7 A	7,38ms
10	130-100V RMS	T1+01,25ms	18,7 A	7,38ms

**Tabla 7.4: Variación del pico de corriente en función del instante del salto de bajada de tensión.**

El caso más interesante para el estudio es el caso 6. En la Figura 7.12 se muestran los resultados simulados para este supuesto.



**Figura 7.12: Corriente de entrada, tensión de entrada y tensión en el bus para el caso 6 ante un escalón de bajada.**

Al producirse el escalón de bajada de tensión de entrada en el momento de mayor derivada de la tensión de carga del condensador, el cambio de energía que se produce en el condensador es más brusco por lo que la sobrecorriente (en sentido negativo) es de más intensidad que en el resto de situaciones estudiadas. Tanto es así que en los casos 5 y 6 llega a darse un pequeño consumo de corriente medio periodo antes que en el resto de casos. Después de este pequeño consumo y para compensar este, se produce un pico considerablemente mayor al resto de casos.

Como conclusión se obtiene que cuanto mayor sea la potencia que consume la carga, mas corriente se demanda de la red y mayores son las sobrecorrientes que se generan a la entrada ante escalones de tensión de entrada. Eligiendo diferentes instantes para el escalón de tensión de entrada se observa que, cuando el escalón es de subida, las mayores sobrecorrientes se producen cuando las variaciones de tensión son mayores, y que cuando el escalón es de bajada, cuanto mayor sea la derivada de la tensión de carga del condensador en el instante del escalón, mayores sobrecorrientes se producen, y menor es el tiempo en el que no se demanda corriente de la red.

En cualquiera de los casos de este estudio el sistema no puede ser utilizado en aviones debido a las estrictas restricciones armónicas que se exigen.

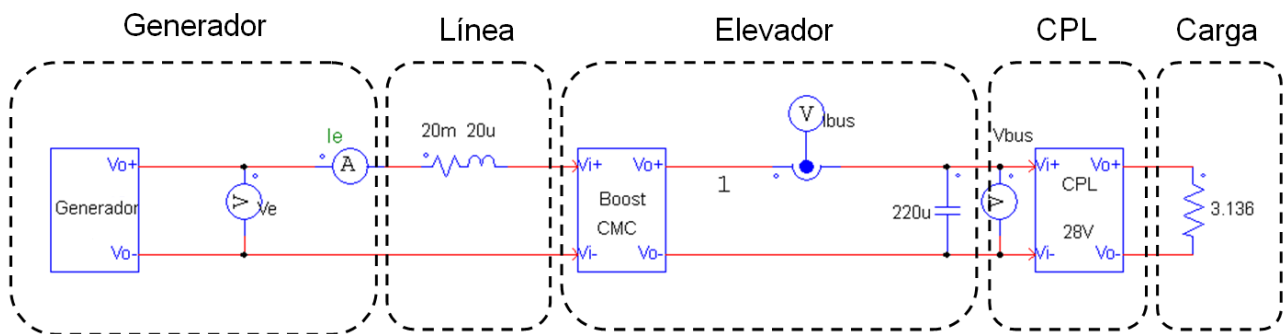
### 7.3 Convertidor elevador con control de corriente en la bobina + CPL en redes de corriente alterna.

Esta configuración está formada por una fuente de alimentación (generador) seguido de un convertidor elevador con control de corriente en la bobina tras el cual se sitúa el condensador de línea y la CPL. En este caso se busca corregir el alto contenido armónico de la corriente de entrada



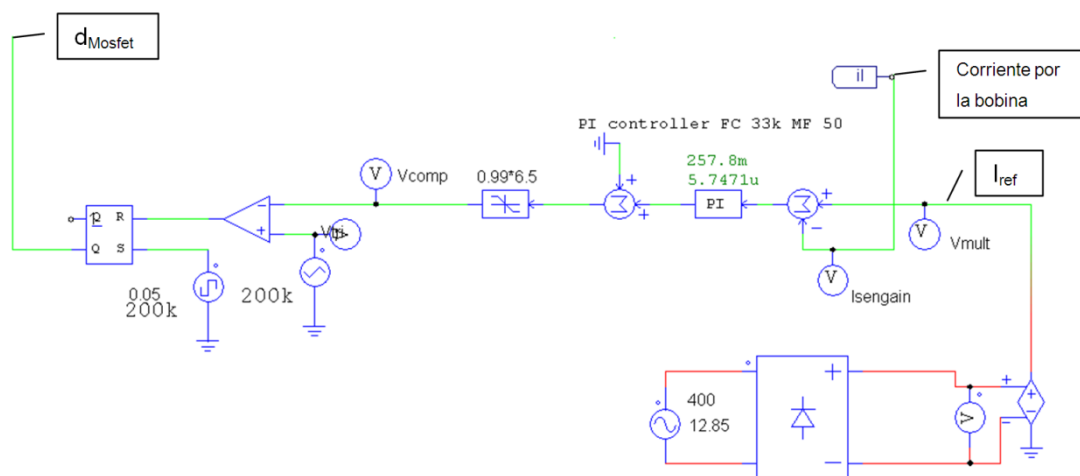
al sistema obtenido en el apartado 7.2. Para ello se controla la corriente que pasa por la bobina del convertidor elevador introduciendo una referencia tal que teniendo una carga resistiva a la salida, esta consume 250W. Con este sistema se obtiene un consumo de corriente controlado ofreciendo una tensión continua a la salida del convertidor elevador, corrigiendo así el alto contenido armónico de la corriente que se muestra en el apartado 7.2.

La Figura 7.13 muestra el esquema con el cual se va a realizar la simulación. El escalón de tensión que se producen en el generador va de 100-130V RMS 400Hz y la potencia elegida para la CPL es de 250W.



**Figura 7.13: Esquema de un convertidor elevador con control de corriente en la bobina + CPL en redes de corriente alterna.**

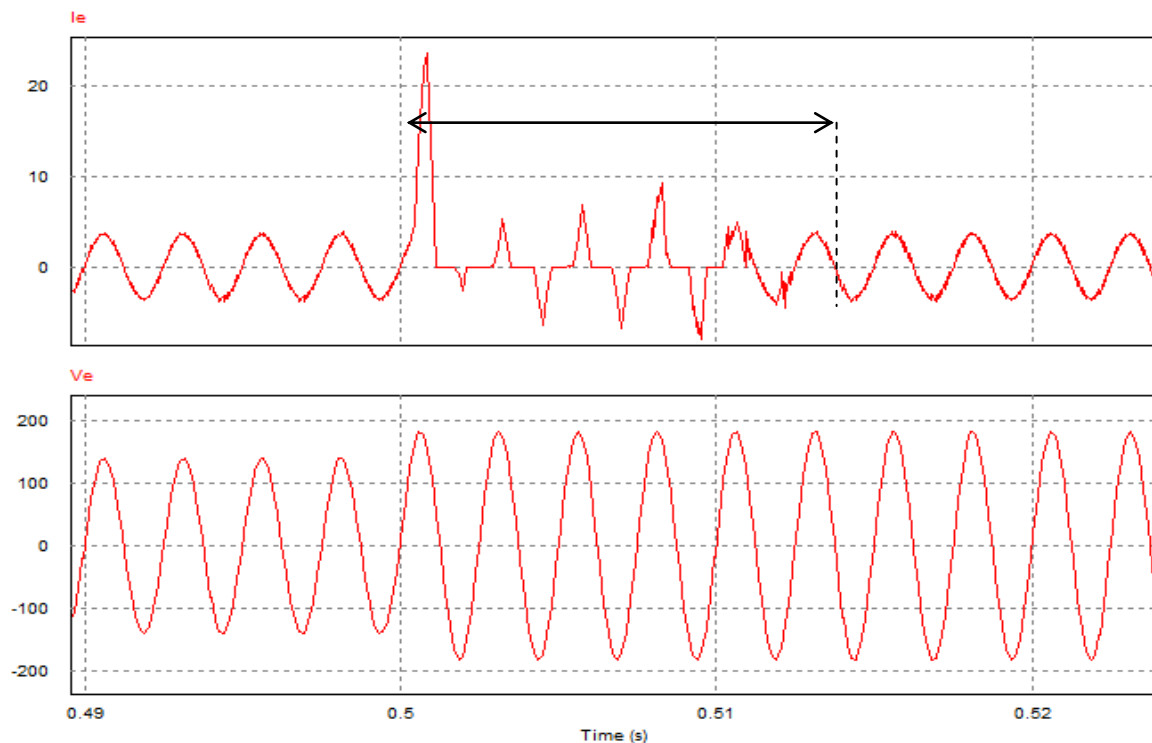
El convertidor elevador con control de corriente en la bobina es el mismo convertidor que el diseñado en el apartado 6 eliminando el control por tensión y añadiendo una referencia para la corriente. La referencia de corriente que se introduce es obtenida para que el consumo sea de 250W. En la siguiente figura se observa como se ha introducido la referencia de corriente.



**Figura 7.14: Referencia de corriente introducida al bucle de control de corriente del convertidor elevador.**

El sistema se somete al escalón de subida anteriormente citado midiendo las sobrecorrientes máximas y los tiempos de establecimiento. El momento elegido para el salto es al pasar la tensión por cero.

La Figura 7.15 nos muestra los resultados de la corriente de entrada obtenida al realizar este ensayo.

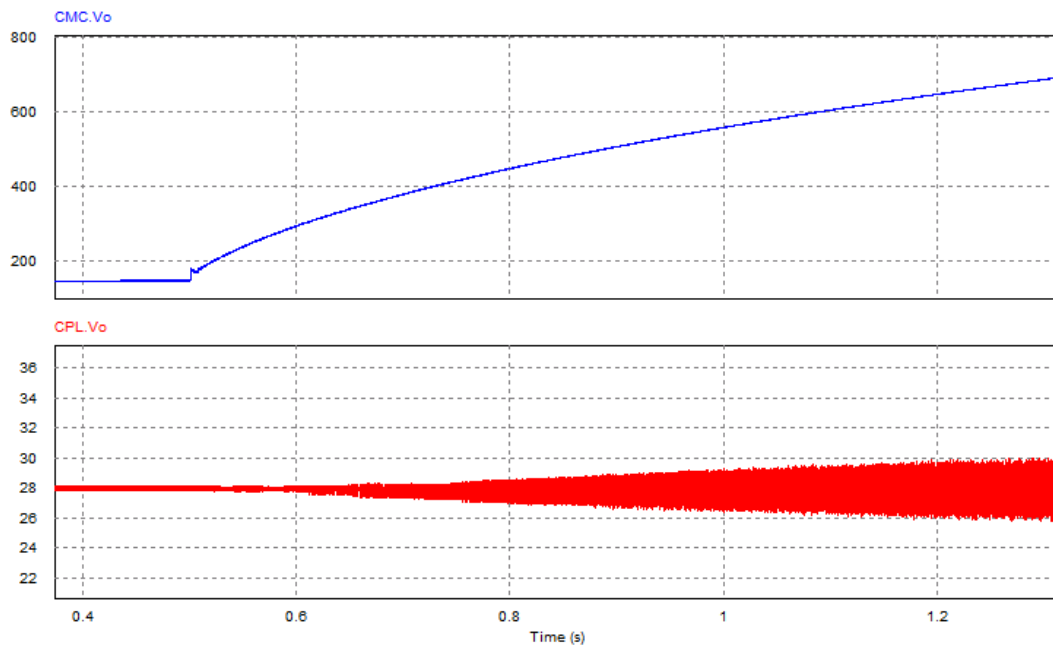


**Figura 7.15: Corriente de entrada.**

El consumo de corriente inmediatamente después del escalón es muy elevado. El convertidor no es capaz de regular tal variación de tensión en el condensador de línea. Hasta que no han pasado varios periodos la corriente no se hace sinusoidal. Durante estos periodos se encuentra que además el contenido armónico es muy elevado y se producen sobrecorrientes. El tiempo de establecimiento es de  $1.5 \text{ ms}$  y la sobrecorriente máxima de corriente es de  $23,6 \text{ A}$ .

En esta simulación la referencia a seguir introducida al convertidor es fija (la corriente de entrada no varía), por lo que al introducir un escalón de tensión de entrada se introduce más potencia al sistema siendo la carga de la salida una carga de potencia constante. A causa de esto se producen problemas en el bus intermedio entre el convertidor elevador y la CPL. Como se observa en la Figura 7.16 la tensión de salida del convertidor elevador al producirse el escalón crece al no estar regulada hasta producirse el equilibrio (Figura 7.16 superior). Al salirse esta tensión del rango de

tensión para la cual está diseñada la CPL ofrece una mala respuesta (Figura 7.16 inferior – tensión en la salida de CPL) dejando el sistema inservible.

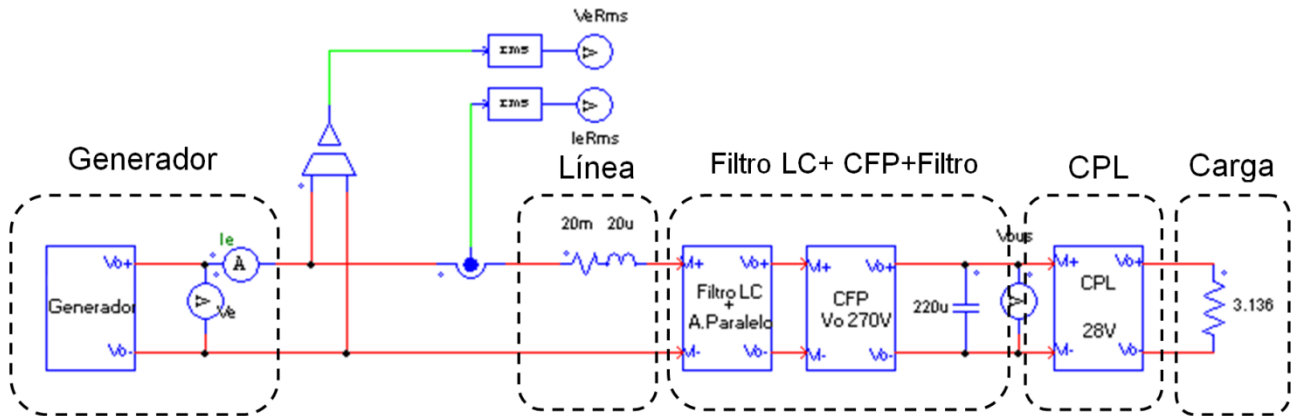


**Figura 7.16: Tensiones en el bus y en la salida.**

Como se puede observar los resultados no son óptimos, este sistema no podrá ser utilizado ya que no se comporta bien ante cambios en la tensión de entrada.

#### 7.4 Filtro + Corrector del factor de potencia + CPL en redes de corriente alterna.

Esta configuración está formada por un generador, un filtro de entrada, un corrector del factor de potencia (el anteriormente diseñado), un condensador de línea y la CPL, como se muestra en la Figura 7.17. De esta manera se consigue una corriente sinusoidal a la entrada del sistema, obteniendo una tensión a la entrada de la CPL debidamente regulada. Se busca reducir el contenido armónico obtenido en los resultados del apartado 7.2 y estabilizar la tensión en el bus para que evitar los problemas del apartado 7.3.

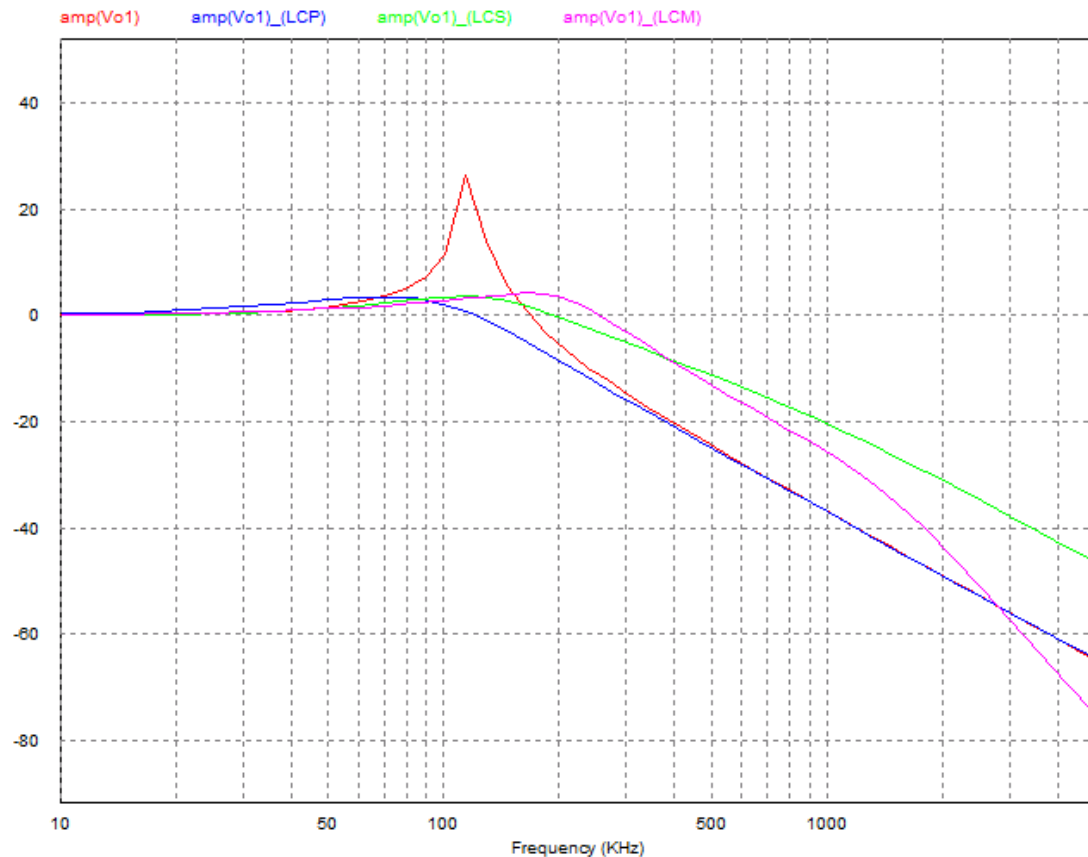


**Figura 7.17 Filtro + Corrector de factor de potencia + CPL en una red de corriente alterna.**

#### 7.4.1 Elección del filtro para el corrector del factor de potencia.

Los filtros a elegir son los anteriormente diseñados en el apartado 5 – “Diseño de un filtro de entrada para una fuente de alimentación conmutada.”. A la hora de elegir el filtro se deben tener en cuenta tanto la ganancia como la impedancia de salida del filtro. Cuanta más atenuación nos ofrezca el filtro mejores resultados de filtrado se obtendrán. En cuanto a la impedancia de salida, el teorema de Middelbrook [12] explica que el filtro de entrada de una fuente de alimentación conmutada no modifica significativamente la ganancia del lazo de realimentación si la curva de la impedancia de salida del filtro está lo suficientemente por debajo de la curva de la impedancia de entrada de la fuente alimentación conmutada. En resumen, para evitar posibles oscilaciones es importante mantener el pico de resonancia de salida por debajo de la impedancia de entrada del convertidor.

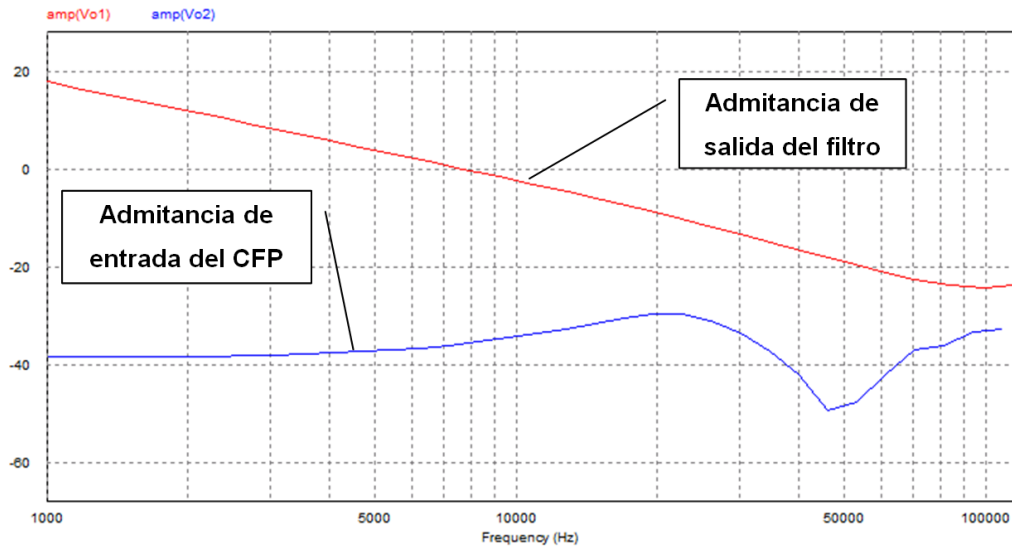
En la Figura 7.18 se muestran comparadas las ganancias de los cuatro filtros diseñados en el apartado 5.



**Figura 7.18: Ganancias de los filtros diseñados en el apartado 5.**

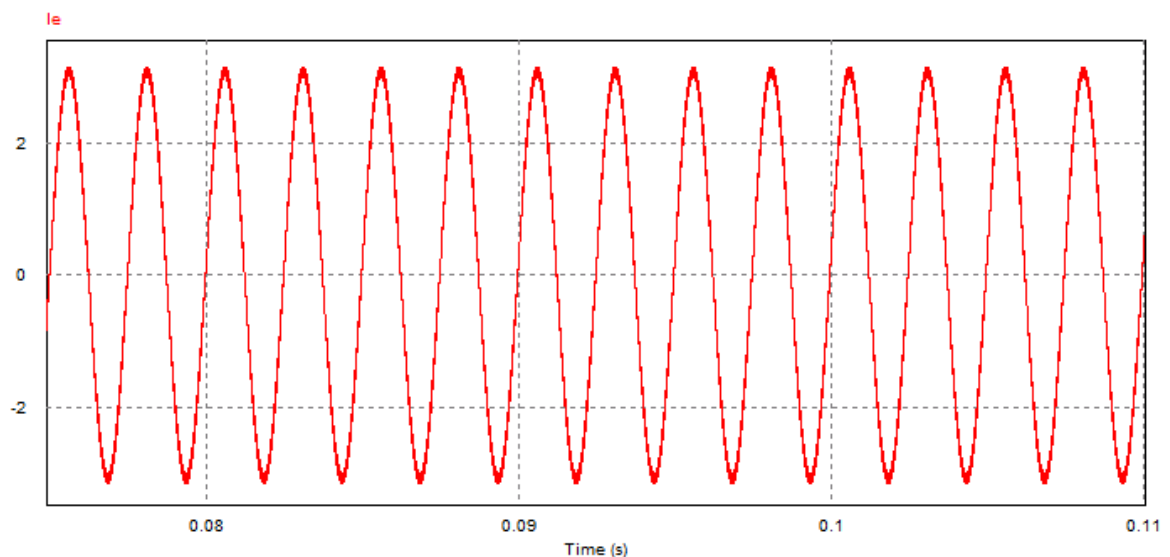
Nota:  $\text{amp}(\text{Vo1})_{\text{LC}}$  = ganancia filtro LC,  $\text{amp}(\text{Vo1})_{\text{LCP}}$  = ganancia filtro LC con amortiguamiento en paralelo,  $\text{amp}(\text{Vo1})_{\text{LCS}}$  = ganancia filtro LC con amortiguamiento en serie,  $\text{amp}(\text{Vo1})_{\text{LCM}}$  = ganancia filtro LC Multietapa.

De esta figura se observa que el filtro que ofrece mayor atenuación con menor pico a la frecuencia de resonancia es el filtro LC con amortiguamiento en paralelo (Azul). En la Figura 7.19 se comprueba que la impedancia de salida de este filtro es menor que la de entrada de el convertidor, o lo que es lo mismo, que la admitancia de salida del filtro es mayor que la de entrada de el convertidor, para asegurar un buen funcionamiento.

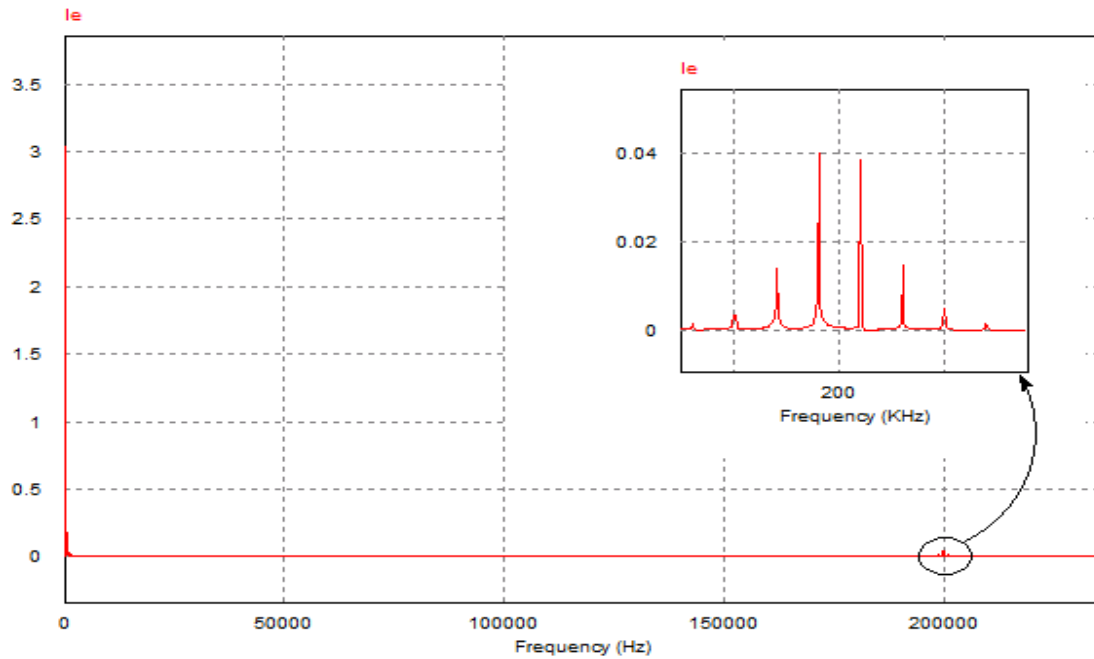


**Figura 7.19: Admitancia de salida del filtro (Rojo) y Admitancia de entrada del convertidor (Azul).**

La Figura 7.20 y la Figura 7.21 muestran la corriente a la entrada utilizando el filtro seleccionado y el contenido armónico de esta. Para realizar estas simulaciones se ha utilizado el corrector del factor de potencia anteriormente diseñado en el apartado 6, con una potencia de 250W, el filtro LC paralelo elegido, y una tensión de entrada de 115V RMS y 400Hz.

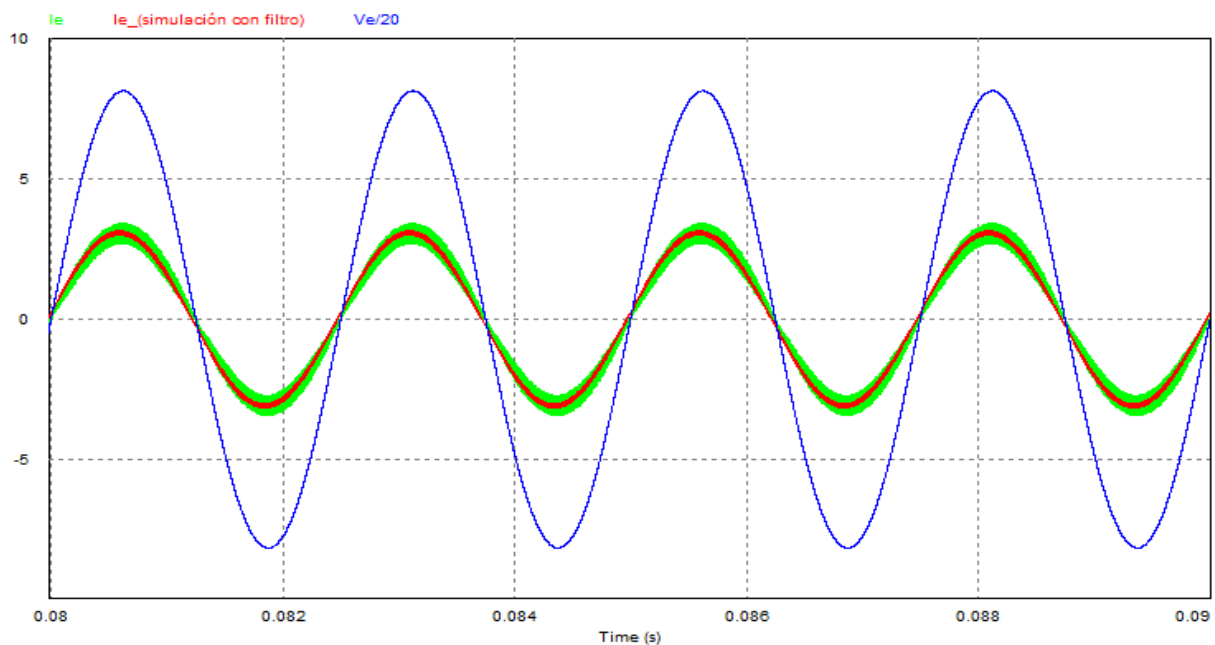


**Figura 7.20: Corriente de entrada del CFP con el filtro elegido.**



**Figura 7.21: Contenido armónico de la corriente de entrada.**

Se comprueba que el contenido armónico a la frecuencia de conmutación se ve reducido por lo que el filtro está cumpliendo su objetivo. En la Figura 7.22 se observa el consumo de corriente para las mismas condiciones con y sin filtro.



**Figura 7.22: Corriente de entrada (con y sin filtro) y tensión de entrada.**

Nota: La tensión de entrada ha sido reducida para que la forma de onda sea más visible, junto con la corriente.

#### 7.4.2 Filtro + Corrector del factor de potencia + CPL

El esquema a estudiar es el mostrado en la Figura 7.23. El objetivo es obtener una corriente continua a la salida del sistema siendo la corriente a la entrada del sistema sinusoidal. Para este apartado se han utilizado el filtro, el corrector del factor potencia y la carga de potencia constante diseñados en los apartados anteriores.

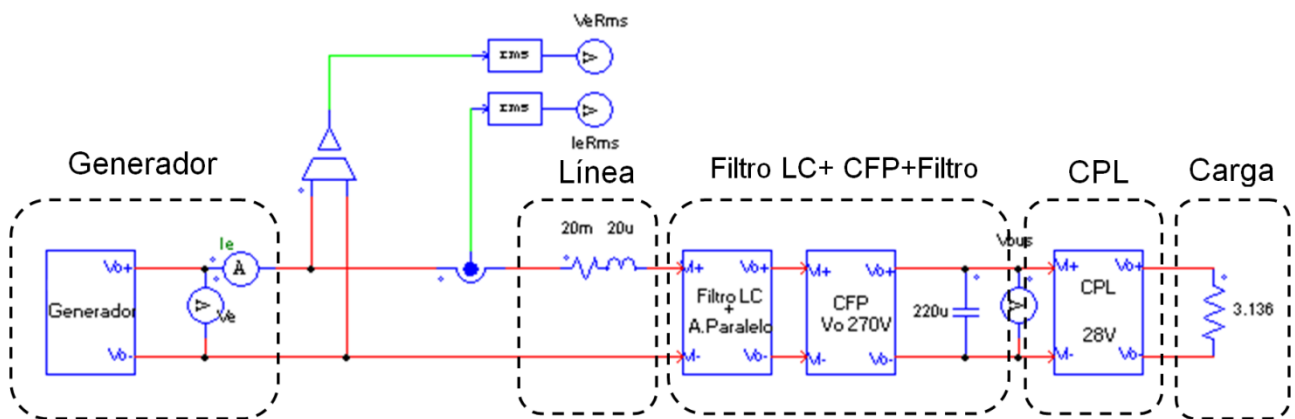


Figura 7.23: Filtro + CFP + CPL

En la Figura 7.24 se muestran los resultados que ofrece el sistema estando alimentado a 115V RMS 400 Hz y siendo la carga de 250W.

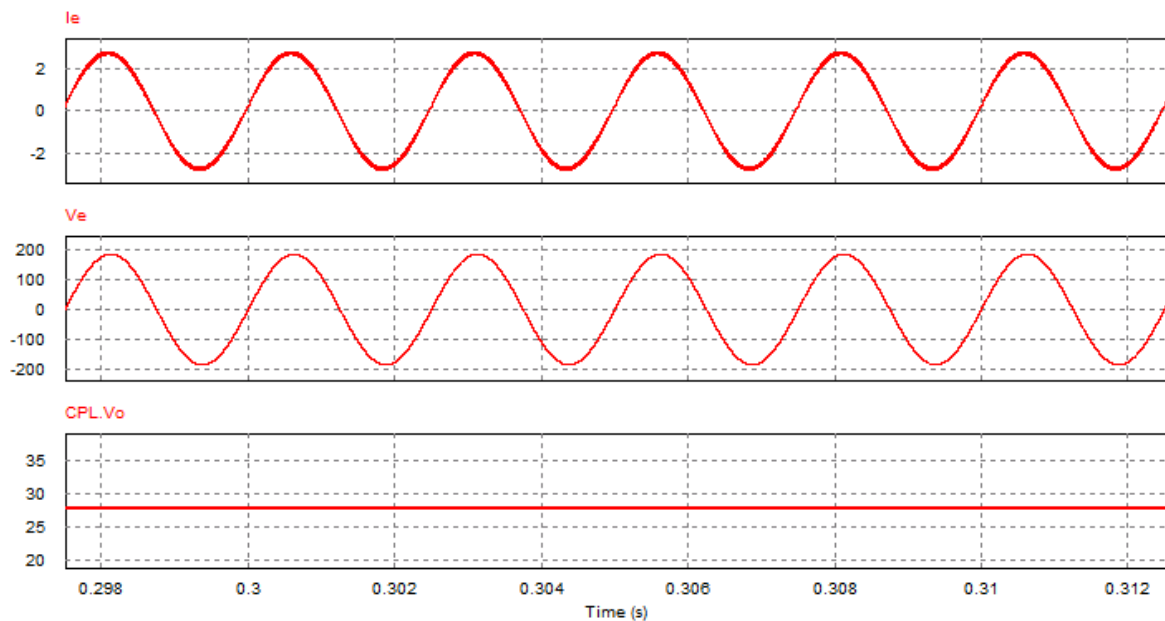


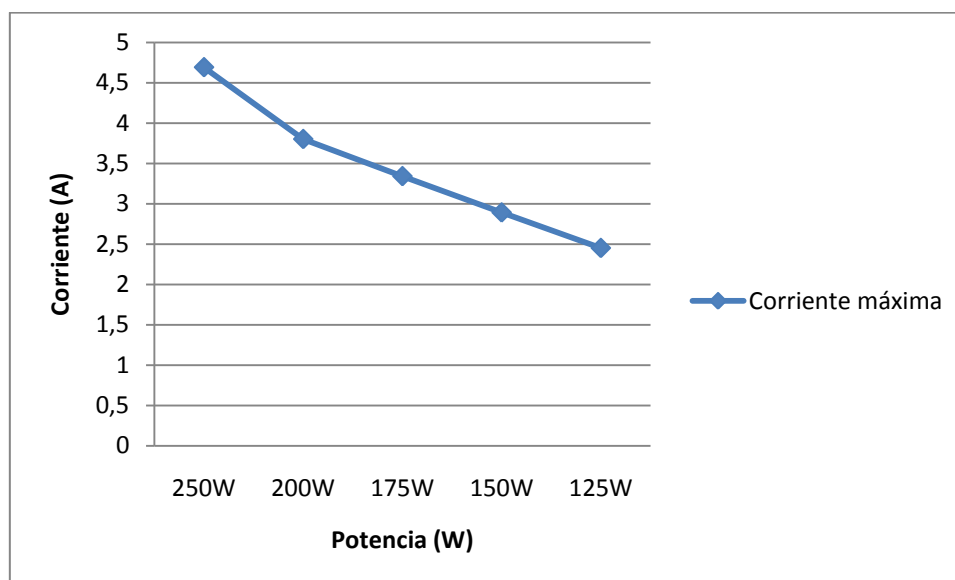
Figura 7.24: Corriente y tensión de entrada (1 y 2) y tensión de salida (3)



Los resultados obtenidos cumplen con los objetivos. A continuación se va a comprobar de qué manera afecta la potencia consumida por la carga a la corriente de entrada en caso de que se produzca un escalón de tensión al paso por cero y el tiempo que tarda en establecerse esta corriente. El escalón de tensión producido es de 100-130V RMS 400Hz. Para medir el tiempo de establecimiento se utilizan los bloques RMS que aparecen en la Figura 7.23 considerando que se ha establecido cuando la corriente está dentro de un margen de variación inferior al 2% del valor final. La Tabla 7.5 recoge los resultados.

Potencia de la carga	Corriente máxima	Tiempo de establecimiento 2%
250W	4,69A	0,058s
200W	3,8A	0,064s
175W	3,34A	0,074s
150W	2,89A	0,075s
125W	2,45A	0,076s

**Tabla 7.5: Variación de la corriente de entrada y del tiempo de establecimiento de esta según la potencia de la carga ante un escalón de la tensión de entrada.**



**Figura 7.25: Relación potencia-corriente max ante un escalón de tensión de entrada.**

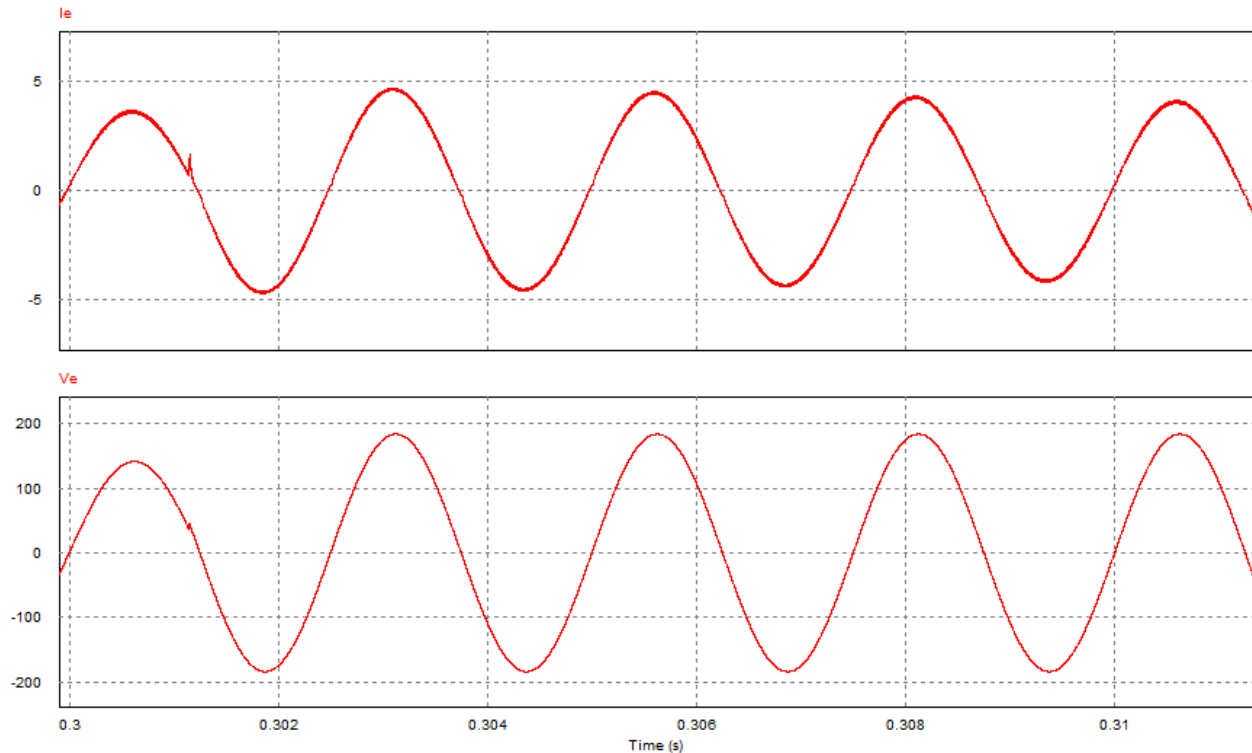
En la Figura 7.25 se observa como la relación de dependencia potencia-corriente es lineal. Se procede a estudiar la influencia del instante en el cual se produce el escalón de tensión. El objetivo

es encontrar las mayores sobrecorrientes para poder proteger el sistema en caso de que se den estas condiciones. La potencia en la carga es 250W ya que es la que mayor corriente demanda a la red y el escalón de subida de tensión es de 100-130V RMS 400Hz. Los instantes elegidos para los escalones de tensión son los utilizados en el apartado 7.2 y que aparecen en la Figura 7.7. La Tabla 7.6 recoge los resultados obtenidos.

Número	Magnitud del salto	T salto	Sobrecorriente	Tiempo de establecimiento 2%
1	100-130V RMS	0,3seg	4,69A	0,058s
2	100-130V RMS	T1+0,25ms	4,77A	0,058s
3	100-130V RMS	T1+0,51ms	7,61A	0,059s
4	100-130V RMS	T1+0,54ms	7,74A	0,058s
5	100-130V RMS	T1+0,61ms	7,86A	0,058s
6	100-130V RMS	T1+0,66ms	7, 80A	0,058s
7	100-130V RMS	T1+0,73ms	7,51A	0,059s
8	100-130V RMS	T1+0,74ms	7,45A	0,058s
9	100-130V RMS	T1+01,15ms	-4,69A	0,059s
10	100-130V RMS	T1+01,25ms	-4,69A	0,059s

**Tabla 7.6: Resultados del estudio ante un escalón de subida.**

Para los casos 9 y 10, aunque el escalón se produzca en el semiperiodo positivo, al darse muy próximo al paso por cero la sobrecorriente que este genera no es la más extrema de la simulación. La corriente medida máxima se da en el semiperiodo negativo de la corriente de entrada, en el primer semiciclo en el que el convertidor empieza a regular la corriente. En los semiciclos posteriores a este se aprecia cómo el valor de corriente máximo va disminuyendo hasta establecerse, por efecto del regulador. La Figura 7.26 muestra este caso.

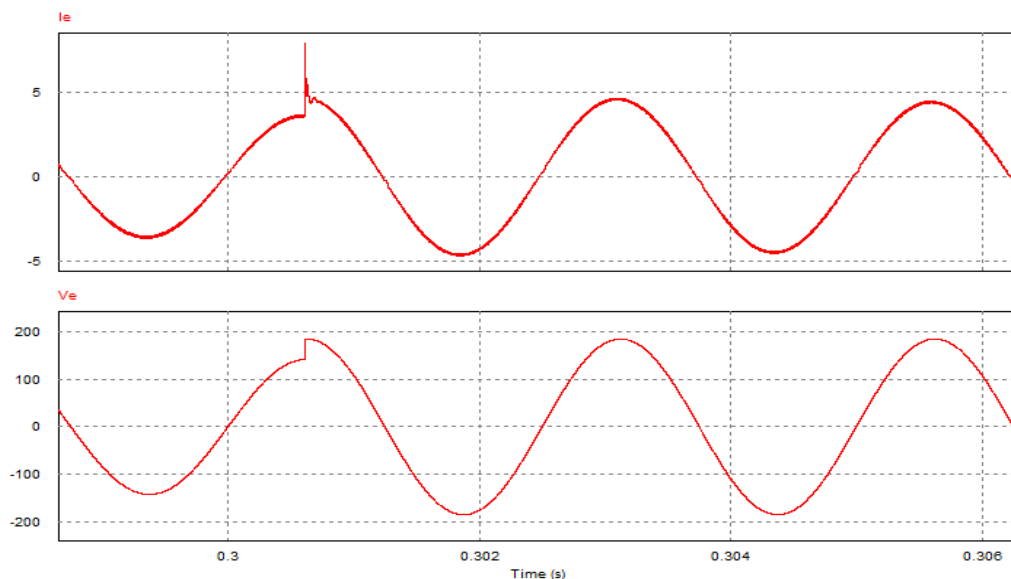


**Figura 7.26: Tensión y corriente de entrada para el caso 9**

Las corrientes máximas se producen por cambios de energía bruscos en el los condensadores del filtro. Los valores máximos se dan cuando la variación de la energía es mayor. Según la ecuación:

$$P = \frac{dW}{dt}$$

Las mayores variaciones de energía se producen cuando el escalón de tensión es mayor y cuando las tensiones son más altas, ya que la tensión es cuadrática a la energía en el condensador. El caso más restrictivo (en el que la sobrecorriente sería más alta) se daría al producirse el escalón en el punto más alto de la sinusoidal de tensión de entrada, estando la corriente en fase con la tensión. La Figura 7.27 muestra el caso 5 que es el más restrictivo del estudio:



**Figura 7.27: Tensión y corriente de entrada para el caso 5**

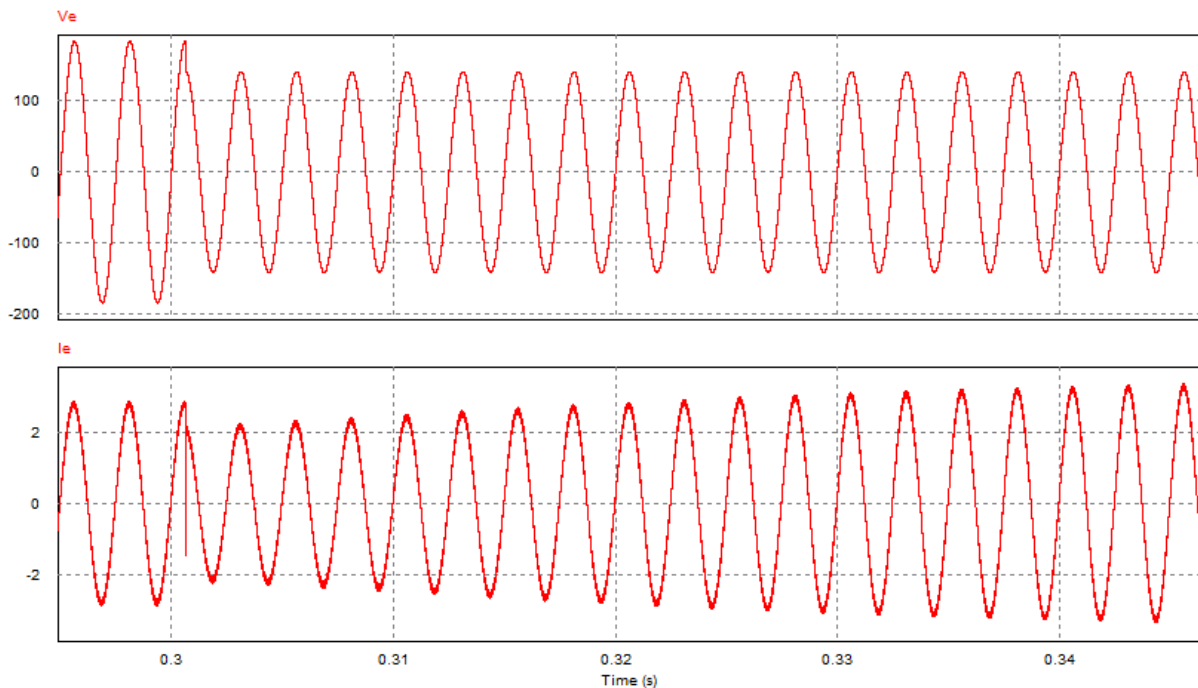
En cuanto a los tiempos de establecimiento se puede decir que, ya que el sistema está regulado, ante cambios de magnitudes relativamente pequeñas reacciona adecuadamente. Por ello los tiempos son muy similares.

Se procede a realizar el mismo estudio pero en este caso se somete al sistema a un escalón de tensión de bajada de 130-100V 400Hz. La carga elegida son 250W al igual que en el apartado anterior. Los resultados se recogen en la Tabla 7.7.

Número	Magnitud del salto	T salto	Sobrecorriente	Tiempo de establecimiento 2%
1	130-100V RMS	0,3seg	3,68A	0,093s
2	130-100V RMS	T1+0,25ms	3,68A	0,093s
3	130-100V RMS	T1+0,51ms	3,68A	0,093s
4	130-100V RMS	T1+0,54ms	3,68A	0,093s
5	130-100V RMS	T1+0,61ms	3,68A	0,094s
6	130-100V RMS	T1+0,66ms	3,68A	0,093s
7	130-100V RMS	T1+0,73ms	3,68A	0,093s
8	130-100V RMS	T1+0,74ms	3,68A	0,093s
9	130-100V RMS	T1+01,15ms	3,68A	0,093s
10	130-100V RMS	T1+01,25ms	3,68A	0,093s

**Tabla 7.7: Resultados del estudio ante un escalón de bajada**

A continuación, en la Figura 7.28 se muestra el caso 5.



**Figura 7.28: Tensión y corriente de entrada para el caso 5**

Los resultados obtenidos son similares a los del estudio realizado con un escalón de subida. En ningún caso la sobrecorriente que genera el escalón de tensión de entrada supera el valor máximo de corriente de pico de la sinusoidal de corriente de entrada. Por ello en este caso las peores condiciones se encuentran cuando el convertidor regula totalmente el escalón de tensión de entrada y la sinusoidal de corriente de entrada alcanza su valor de pico máximo.

Se entiende del estudio que los cambios bruscos en la energía de los condensadores del filtro producen sobrecorrientes a la entrada del sistema y que estas son mayores cuanto mayor es la variación de tensión en el escalón de tensión de entrada y mayores son las tensiones a las que se produce el escalón.

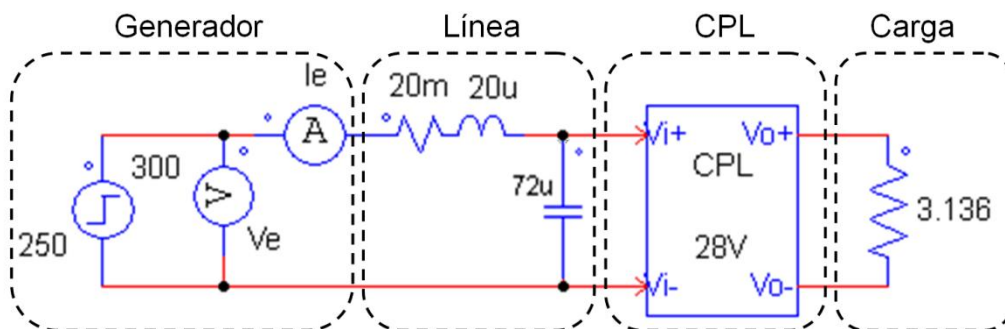
### 7.4.3 Conclusión.

Al añadir a la carga de potencia constante un filtro y un corrector factor de potencia se consigue un funcionamiento óptimo, obteniéndose una tensión continua a la salida del sistema y un consumo de corriente hacia la red sinusoidal. El corrector de factor de potencia hace que el consumo de corriente que se demanda de la red sea sinusoidal con un rizado de conmutación. Este rizado se reduce al introducir el filtro. Son los condensadores del filtro situados a la entrada del sistema los responsables de que, en caso de producirse un escalón de tensión, se genere una sobrecorriente. La magnitud de esta sobrecorriente depende de la variación de tensión en el escalón y del nivel de

tensión en el que se produzca. El tiempo que tarda el corrector de factor de potencia en regular las sobrecorrientes generadas es independiente de la magnitud de la sobrecorriente para los sistemas diseñados. Depende de las constantes de tiempo del sistema.

### 7.5 CPL en redes de HVDC a 270V

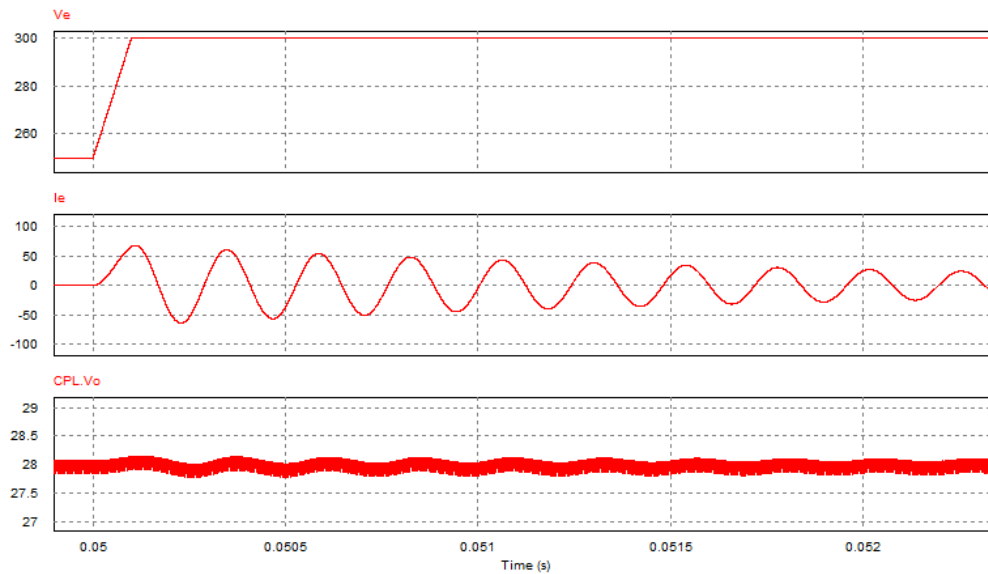
A continuación se procede a estudiar cómo se comportan las cargas de potencia constante en redes de corriente continua. El siguiente esquema está formado por una fuente de tensión continua desde la cual se produce un escalón de 250-300V, la inductancia de línea que se viene usando en todos los apartados del capítulo 7 y la carga de potencia constante diseñada en el capítulo 4. La Figura 7.29 muestra este esquema.



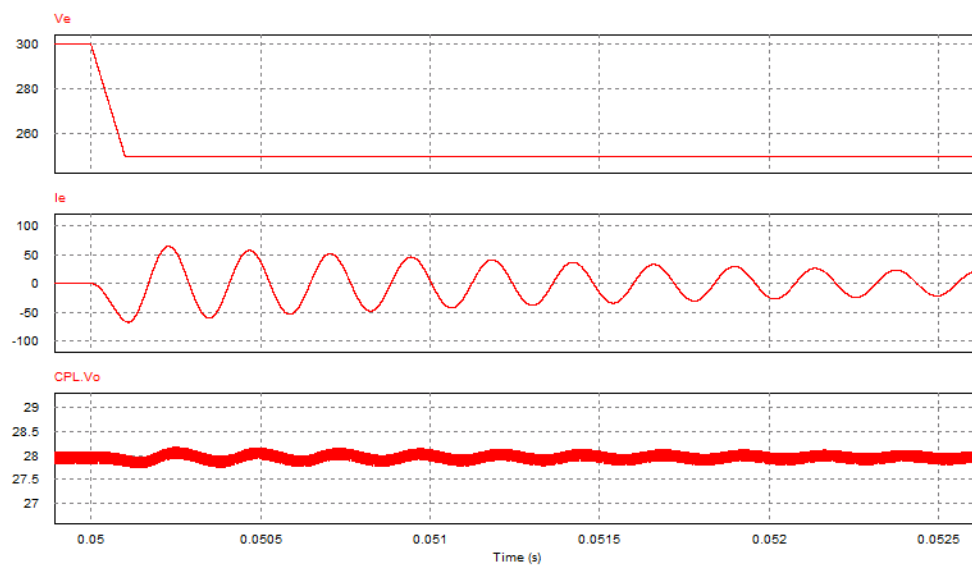
**Figura 7.29: Esquema simplificado de una CPL en red de HVDC.**

Nota: Como se indica al comienzo del capítulo, en este apartado se utiliza el condensador calculado en el apartado 4.5.3 “Cálculo del condensador de entrada.”

La potencia elegida para el estudio es 250W. Los resultados de cómo el sistema se comporta ante un escalón de subida se muestran en la Figura 7.30 y los de cómo se comporta ante un escalón de bajada en la Figura 7.31.

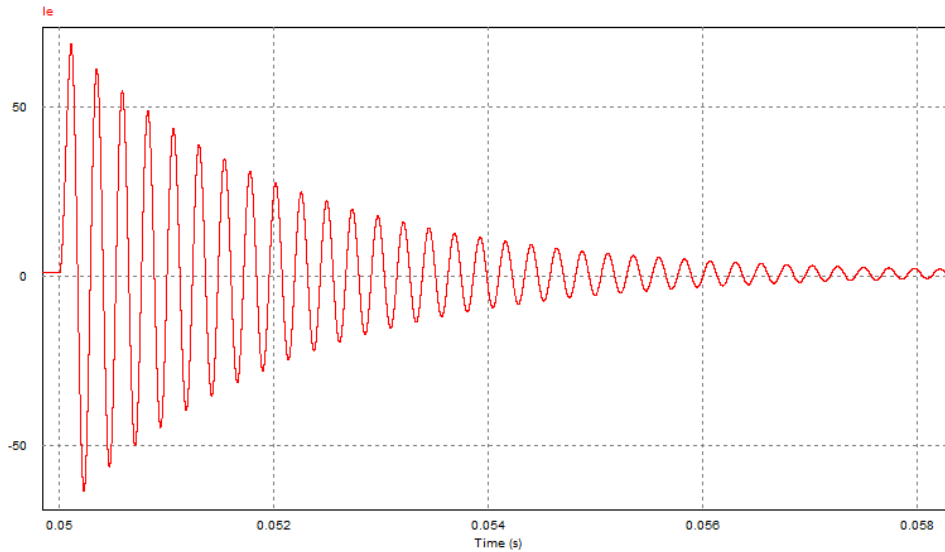


**Figura 7.30: Resultados obtenidos al aplicar un escalón de subida de tensión de entrada a una CPL en una red de HVDC (tensión de entrada, corriente de entrada y tensión de salida).**



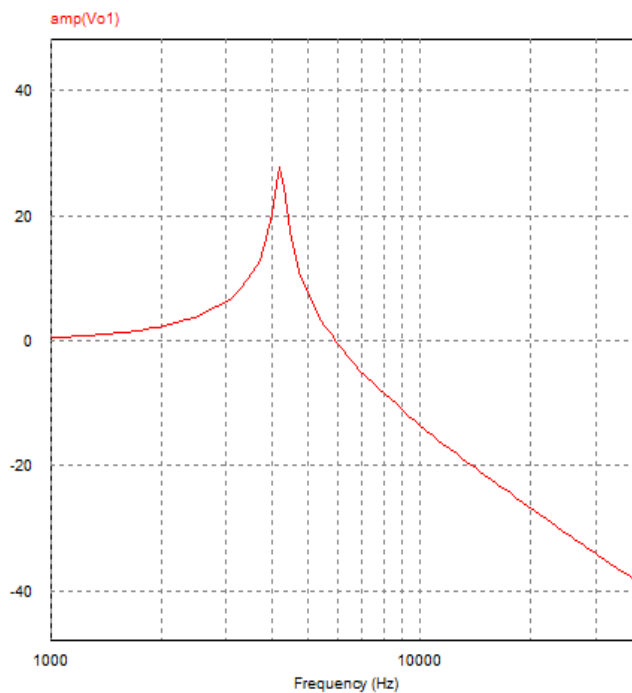
**Figura 7.31 : Resultados obtenidos al aplicar un escalón de bajada de tensión de entrada a una CPL en una red de HVDC (tensión de entrada, corriente de entrada y tensión de salida).**

Se observa que en ambos casos se producen oscilaciones en la corriente de entrada al producirse el escalón de tensión de entrada, las cuales se ven reflejadas en la tensión de salida. Esto es debido a que al introducir la inductancia de línea en el sistema, esta interacciona con el condensador de entrada de la carga de potencia constante produciéndose un filtro a la entrada del sistema. En la Figura 7.32 aparece el detalle de las oscilaciones.



**Figura 7.32: Detalle de las oscilaciones que aparecen en la corriente de entrada ante un escalón de subida de tensión de entrada.**

Se obtiene la función de transferencia de este filtro y se muestra en la Figura 7.33.



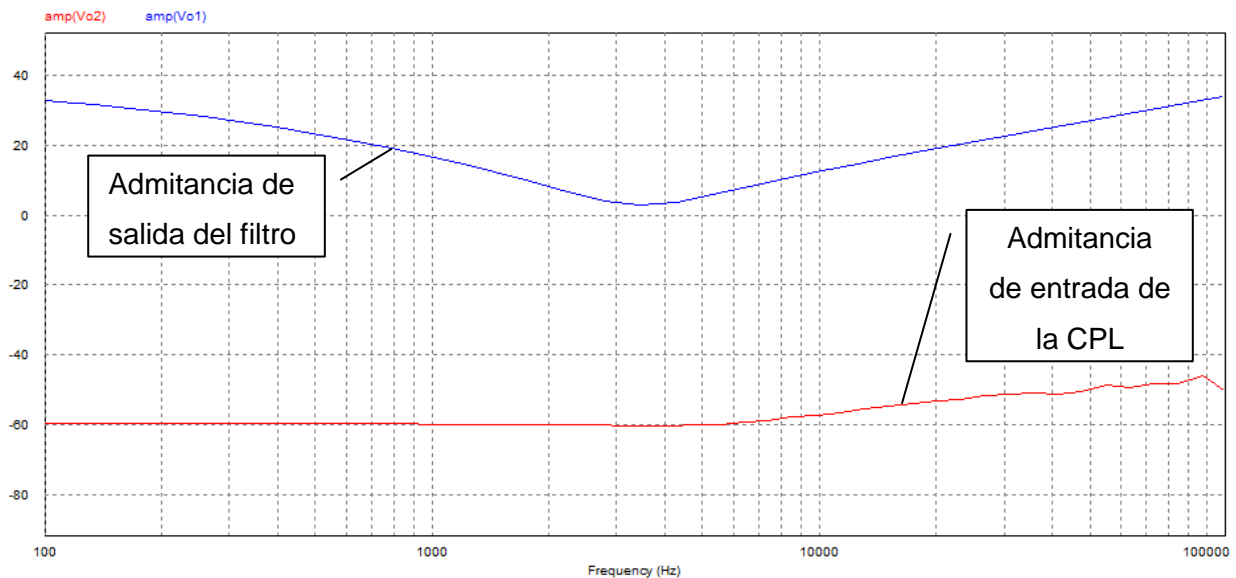
**Figura 7.33: Función de transferencia del filtro formado por la inductancia de línea y la capacitancia de entrada de la CPL.**

El filtro está poco amortiguado teniendo a su frecuencia de resonancia un pico de ganancia de 32db. Se calcula un amortiguamiento paralelo siguiendo los pasos seguidos en el capítulo 5. Los



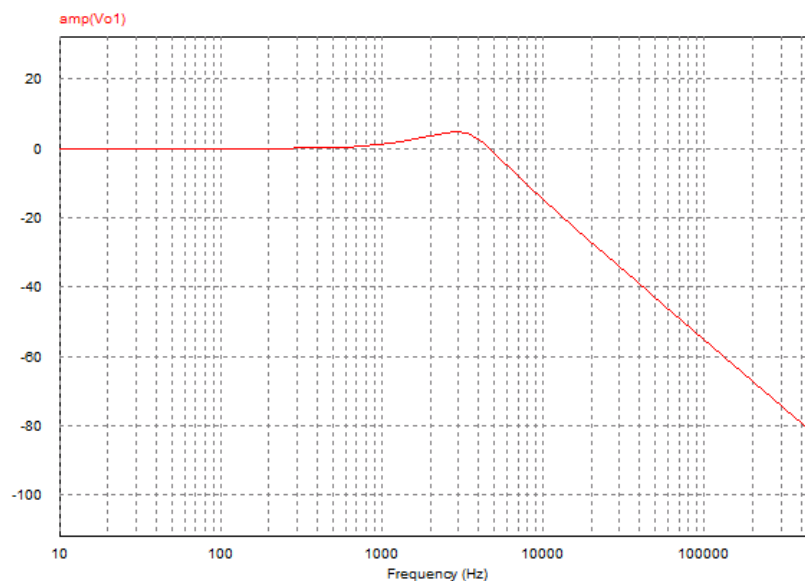
valores de la rama de amortiguamiento se ajustan respecto de los cálculos del capítulo 5 para obtener una resonancia menor con un rizado suficiente. Estos datos son  $R_d=0,65\Omega$  y  $C_d=150\mu F$ .

Al igual que en el capítulo 5 este filtro ha sido calculado en vacío. Se procede a comprobar que la admitancia de salida del filtro es mayor que la de entrada de la CPL para asegurar un buen funcionamiento. La Figura 7.34 muestra los resultados



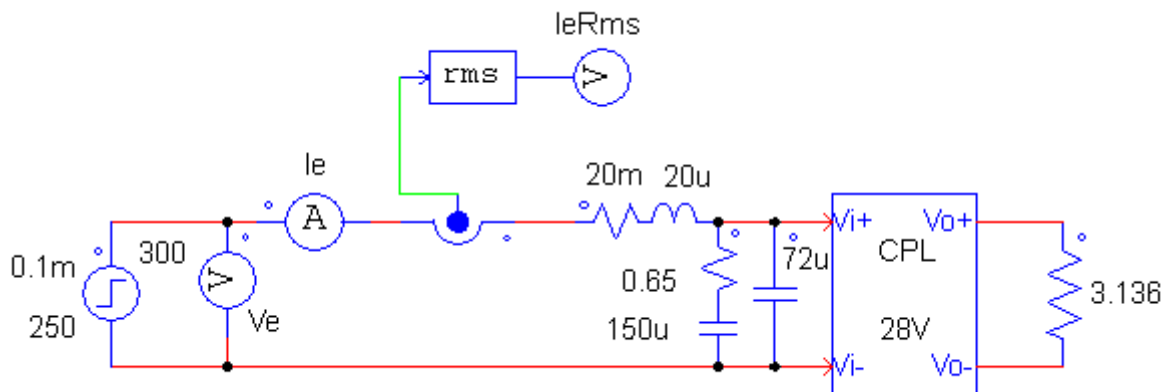
**Figura 7.34: Admitancia de salida del filtro (Azul) y admitancia de entrada de la CPL (Rojo).**

La función de transferencia del nuevo filtro es la mostrada en la Figura 7.35



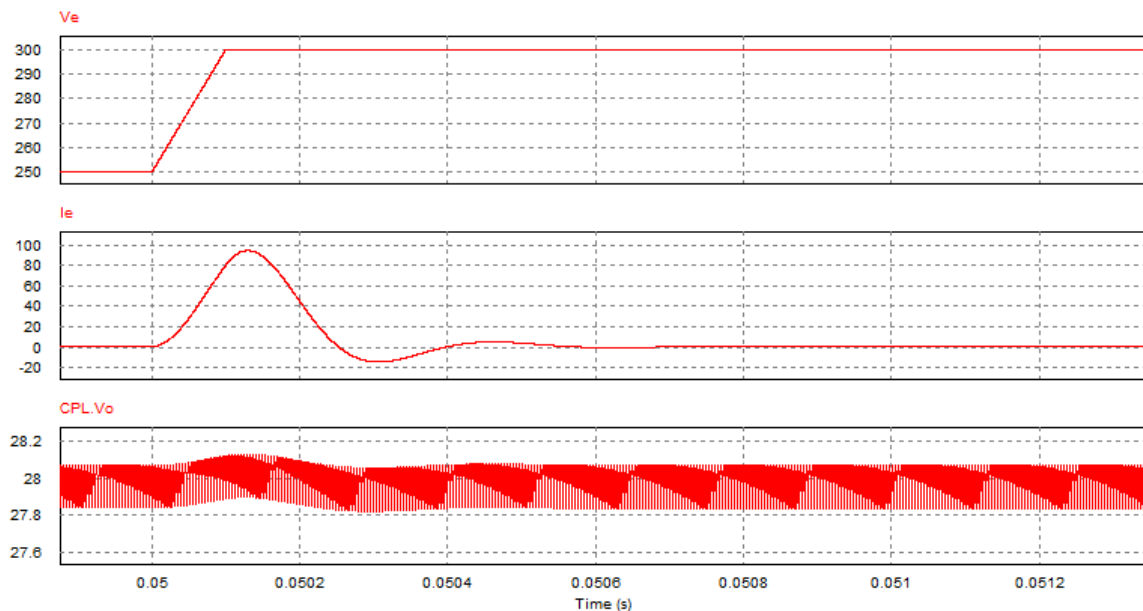
**Figura 7.35: Función de transferencia del filtro con amortiguamiento en paralelo formado por la inductancia de línea y la capacitancia de entrada de la CPL.**

Se observa que el pico está amortiguado obteniendo una ganancia máxima de 5dB. Por tanto el esquemático final queda tal y como se muestra en la Figura 7.36.



**Figura 7.36: Esquemático simulación con filtro amortiguado.**

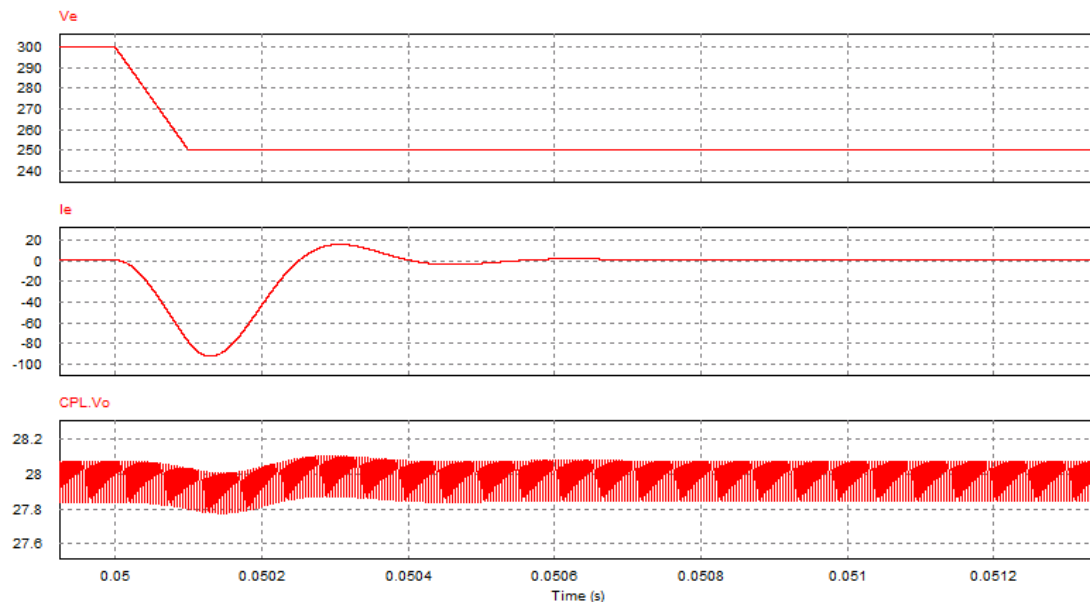
Utilizando este esquemático y una potencia en la carga de 250W se procede a repetir las simulaciones anteriores. Se ha elegido 0,1ms como tiempo que tarda en pasar la tensión de entrada de 250V a 300V. En primer lugar se realiza la simulación con un escalón de subida de tensión de 250-300V obteniendo los resultados mostrados en la Figura 7.37.



**Figura 7.37: Resultados de la simulación ante un escalón de subida (tensión de entrada, corriente de entrada y tensión de salida). CPL en red de HVDC con rama de amortiguamiento.**

El valor más alto de la corriente de entrada es de 94,5 A con un tiempo de establecimiento (2%) de 0,8 ms.

A continuación se procede a realizar la misma simulación pero ante un escalón de bajada de tensión de 300-250V. Los resultados se muestran en la Figura 7.38.



**Figura 7.38: Resultados de la simulación ante un escalón de bajada (tensión de entrada, corriente de entrada y tensión de salida). CPL en red de HVDC con rama de amortiguamiento**

El valor más bajo de la corriente alcanzado es de -92,72 A con un tiempo de establecimiento (2%) de 0,7 ms.

El instante en el cual se produce el escalón de tensión no influye en la sobrecorriente producida ya que se trabaja con corriente continua. Cuanto mayor sea la capacidad del condensador de entrada, mayor será la sobrecorriente a la entrada.

## 7.6 Conclusiones.

De los sistemas estudiados en este apartado se obtienen dos sistemas con resultados válidos. El sistema estudiado en el apartado 7.2 “CPL con bloque rectificador en redes de corriente alterna.” tiene un alto contenido armónico y el sistema estudiado en el apartado 7.3 “Convertidor elevador con control de corriente en la bobina + CPL en redes de corriente alterna.” no funciona adecuadamente. Los sistemas estudiados en los apartados 7.4 “Filtro + Corrector del factor de potencia + CPL en redes de corriente alterna.” y 7.5 “CPL en redes de HVDC a 270V” ofrecen resultados adecuados y cumplen las especificaciones, funcionando el primero con corriente alterna



y el segundo con corriente continua. Comparando estos dos últimos sistemas se obtiene que las sobrecorrientes que se producen dependen del valor de capacidad de condensador que absorbe el escalón de tensión y que cuanto mayor es esta capacidad, mayor sobrecorriente se produce. Sin embargo el tiempo de establecimiento es del orden de 100 veces más pequeño en el último sistema, el que funciona con corriente continua. Esto sumado a que el sistema del apartado 7.5 es más ligero que el del apartado 7.4 tal y como se indicó en el apartado 1.3.2 “Tipos de convertidores en un avión.”, hacen de este sistema un valor futuro interesante en el mundo de las aeronaves. En contra tiene que tal y como se explica en el apartado 4.2.2.1 estos sistemas pueden causar inestabilidades y que la gran parte de los componentes de las aeronaves están diseñados para funcionar con las tensiones habituales alternas por lo que el implantar estos sistemas supondría un cambio de gran magnitud.

## 8 Conclusiones

---

En el presente proyecto se ha presentado el análisis detallado del convertidor CC/CC reductor o “buck”, del convertidor CC/CC elevador aplicado como corrector de factor de potencia y de los filtros LC en sus diferentes configuraciones, enfocado a ser utilizados en aplicaciones relacionadas con la distribución de potencia en un avión. Se ha llevado a cabo el análisis del funcionamiento, modelado de los convertidores, diseño de las etapas de potencia y el dimensionado de los componentes, obteniendo las siguientes conclusiones:

- De tipo didáctico:
  - Se ha observado que la obtención de circuitos promediados permite reproducir el comportamiento más significativo del sistema. Esto provoca una mejora en la comprensión del sistema y una visión física más fácil de entender. Por lo tanto el circuito equivalente promediado es una técnica sencilla para el estudio y la comprensión de los convertidores.
  - El algoritmo de modelado en pequeña señal permite llegar a un modelo matemático del convertidor, obteniendo la función de transferencia en pequeña señal del convertidor. Utilizando este modelo matemático es posible obtener el lazo de control del convertidor.
  - El lazo de control en modo tensión permite obtener una tensión de salida constante ante cambios bruscos de la tensión en la entrada del convertidor.
  - El lazo de control en modo corriente promediada permite obtener tanto una tensión constante, como una corriente de entrada definida ante cambios bruscos de la tensión en la entrada del convertidor.
  - La elección de los componentes de los convertidores no solo se basa en cumplir ciertas indicaciones del cliente o del sistema, sino también con el fin de diseñar un convertidor eficiente y eficaz.
  - Se ha estudiado el funcionamiento de los sistemas de distribución de potencia en las aeronaves, observando sistemas actuales y posibles tendencias en el sector.
  - El corrector de factor de potencia y los filtros pasivos permiten reducir el contenido armónico de la corriente, obteniendo así sistemas que se adecuan a las normativas vigentes. Con estos sistemas se obtiene un factor de potencia adecuado a las características necesarias.
  - Las cargas de potencia constante son cada vez más comunes en el mundo de la aeronáutica. El uso de estas y el conocimiento de sus ventajas e inconvenientes es fundamental en el diseño de los sistemas de distribución de potencia embarcados.

- En las redes de HVDC  $\pm 270$  V se produce una reducción en el peso debido a que se ahorra peso en convertidores y en sección de cable. Esta reducción se refleja directamente en el consumo de la aeronave.
- De tipo técnico
  - Introducir CPL en redes de corriente alterna supone que el consumo de corriente que se demanda a la red tiene un alto contenido armónico si se hace a través de un rectificador y un filtro por condensador.
  - Controlar en modo corriente la entrada del convertidor que alimenta la carga de potencia constante final hace que se obtenga una corriente de entrada que sigue a la referencia pero la tensión de salida no es del valor que se desea. Este sistema no tiene una buena respuesta ante escalones de tensión.
  - Introduciendo un control por corriente promediada en el convertidor que alimenta la carga final, es decir, creando un corrector de factor de potencia, se consigue una corriente a la entrada que sigue una referencia con una tensión a la salida fija.
  - Introducir un filtro LC de entrada en una fuente de alimentación conmutada hace que los armónicos de conmutación se vean reducidos y evita que se demanden de la red.
  - Si el filtro LC introducido es poco amortiguado los armónicos a la frecuencia de resonancia del filtro se ven amplificados. Añadiendo una rama de amortiguamiento al filtro se corrige esta situación.
  - Al provocar escalones en la tensión de entrada en sistemas donde dicho escalón debe ser asumido por un condensador, se producen sobrecorrientes debido al cambio brusco de energía en este componente.
  - La magnitud de estas sobrecorrientes viene de un cambio de energía en el condensador, que depende directamente de la amplitud del salto y cuadráticamente de las tensiones de inicio y final del salto.
  - La inductancia que presenta el cable que alimenta la carga puede crear un filtro que introduce oscilaciones en el sistema. Se puede solucionar este problema añadiendo una rama de amortiguamiento paralela.
  - Las protecciones que se deben calcular tanto en redes de corriente alterna como en redes de HVDC, para proteger los sistemas que incluyen cargas de potencia constante ante las reacciones producidas por escalones de tensión entrada, dependen de los valores de capacidad de los condensadores de entrada que asuman dichos escalones. Cuanto mayor es la capacidad, mayor sobrecorriente se produce ante la misma variación de tensión.



- Los tiempos de establecimiento para la corriente de entrada ante perturbaciones en la tensión de entrada son del orden de 100 veces menores en redes de HVDC que en redes de corriente alterna.
- La cantidad de componentes y la complejidad que conlleva alimentar una carga de potencia constante es considerablemente menor en redes de HVDC que en redes de corriente alterna.





## 9 Bibliografía

---

- [1]. Virgilio Valdivia Guerrero. "Behavioral modeling and identification of power electronics converters and subsystems based on transient response". Tesis doctoral, Universidad Carlos III, Enero 2013.
- [2]. Daniel Izquierdo Gil. "Estrategias avanzadas de control, modelado, diseño e implementación de controladores de potencia de estado sólido (SSPC) para su aplicación en sistemas de distribución de potencia eléctrica embarcados". Tesis doctoral, Universidad Carlos III, Diciembre 2010.
- [3]. Vatché Vorpérian, "Fast Analytical Techniques."
- [4]. R.D.Middlebrook, S.Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stages."
- [5]. Vatché Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Models of PWM Switch. Part II: Discontinuous Conduction Mode. "
- [6]. Jesús Quintero Paredes. "Control LNL aplicado a convertidores reductores síncronos multiphase con entrelazado, baja tensión de salida y respuesta dinámica rápida". Tesis doctoral, Universidad Carlos III, Mayo 2010.
- [7]. Robert W. Erikson, Dragan Maksimovic. "Fundamentals of Power Electronics, second edition" 2004.
- [8]. J. Brombach, A. Lüken, T. Schröter y D. Schulz, "Optimized cabin power supply with a +/-270 V DC grid on a modern aircraft", IEEE 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics CPE 2011, Tallin (Estonia), Junio 2011.
- [9]. "Aircraft Electric Power Characteristics", Mil-Std704D, Military Standard, September 1980.
- [10]. Prof. Andrés Barrado Bautista. "Control de convertidores". Apuntes Universidad Carlos III. S.E.P. 2011-2012.
- [11]. R. Redl, ELFI S.A. "Modelado y Control de Sistemas Electrónicos Analógicos y de Potencia", 2006.
- [12]. R.D. Middlebrook, "Design Techniques for Preventing Input Filter Oscillations in Switched-Mode Regulators".
- [13]. Michele Sclocchi, "Input filter design for switching power supply", National semiconductor corporation, 2010.
- [14]. Prof. Andrés Barrado Bautista. "Corrector del factor de potencia". Apuntes Universidad Carlos III. S.E.P. 2011-2012.



## 10 Presupuesto

---

El presupuesto total del proyecto se corresponde con el coste de desarrollo de ingeniería, el cual consta de un desarrollo teórico, realización de simulaciones y cálculos en PSIM, SmartCtrl y Mathcad y el tiempo utilizado en la redacción de la memoria.

A continuación se especifica las horas dedicadas a cada apartado del proyecto, teniendo en cuenta que el valor que se ha estipulado por hora de trabajado es de 40€ por el desarrollo teórico y simulaciones, y 25€ por la redacción de la memoria.

ACTIVIDAD	HORAS DEDICADAS	€/hora	COSTE
Desarrollo teórico	200	40	8.000 €
Realización de simulaciones y cálculos en Psim, SmartCtrl y Mathcad	125	40	5.000 €
Redacción de la memoria	125	25	3.125 €
		<b>TOTAL</b>	<b>16.125 €</b>

**Tabla 10.1: Presupuesto.**

El coste total en euros (€) del desarrollo en ingeniería es de **dieciséis mil ciento veinticinco** más IVA.



## 11 Cronograma

ACTIVIDAD	ENERO	FEBRERO	MARZO	ABRIL	MAYO	JUNIO	JULIO	AGOSTO	SEPTIEMBRE
ESTUDIO DEL AMBITO DEL PROYECTO									
RECOPIACION DE LA INFORMACION NECESARIA									
ESTUDIO Y DISEÑO DE LOS CONVERTIDORES UTILIZADOS									
SIMULACION Y VALIDACION UTILIZANDO LOS SOFTWARES PSIM, Mathcad y SmarCtrl									
REDACCIÓN DE LA MEMORIA									